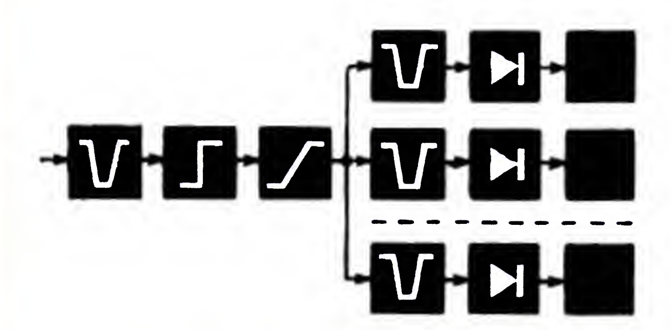
Библиотека по автоматике

Ю. И. Чугин

Помехоустойчивость частотных систем телемеханики



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

БИБЛИОТЕКА ПО АВТОМАТИКЕ

Выпуск 184

Ю. И. ЧУГИН

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЧАСТОТНЫХ СИСТЕМ ТЕЛЕМЕХАНИКИ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1966 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.398
Ч 83

В книге рассмотрены вопросы помехоустойчивости частотных систем телеизмерения и телеуправления (типа ЧМ и ЧМ — ЧМ) при флуктуационных и случайных импульсных помехах произвольного уровня. Основное внимание уделено исследованию реальной помехоустойчивости. Приведены методы расчета реальной помехоустойчивости, исследовано влияние структуры и параметров приемного устройства на помехоустойчивость, определены оптимальные параметры систем.

Книга рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся автоматизацией и телемеханизацией различных отраслей промышленности.

Чугин Юрий Иванович.

Помехоустойчивость частотных систем телемеханики,

М.—Л., изд-во «Энергия», 1966, 112 с. с черт.

(Библиотека по автоматике, вып. 184).

3-3-13
295-66

Редактор *В. А. Гармаш* Техн. редактор *Т. Г. Усачёва*

Сдано в набор 15/III 1966 г. Подписано к печати 6/VI 1966 г.
Т-08242 Бумага типографская № 1 $84 \times 108^1/_{32}$
П. л. 5,88 Уч.-изд. л. 5,62
Тираж 13 000 экз. Цена 30 коп. Заказ 2295

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

С увеличением протяженности линий связи и работой по каналам с высоким уровнем помех предъявляются повышенные требования к надежности (достоверности) передачи телемеханической информации. Известно, что свойствами высокой помехоустойчивости обладают частотные системы телеизмерения (ТИ) и телеуправления (ТУ). Отличаясь сравнительной простотой, эти системы находят широкое применение для передачи сообщений по радио и проводным линиям в различных областях техники.

Важным подклассом систем частотного типа являются системы с частотной модуляцией синусоидальных колебаний (однократной или многократной). Эти системы охватывают значительную часть частотных систем, используемых на практике.

В связи с широким распространением частотных систем телемеханики важной задачей является теоретическое исследование их помехоустойчивости. Основные задачи, которые возникают при проектировании систем ТИ и ТУ, состоят в рациональном выборе параметров передачи, таких как девиация частоты передатчика, значения поднесущих частот и т. п., в выборе наилучшей с точки зрения помехоустойчивости структуры приемного устройства и его параметров. Решение этих задач требует разработки методов анализа помехоустойчивости частотных систем при помехах различного типа и оптимизации как параметров передачи, так и параметров приемного устройства.

Данная работа посвящена рассмотрению методов анализа потенциальной и реальной помехоустойчивости частотных систем телемеханики. Подробно исследована реальная помехоустойчивость систем ТИ и ТУ с типовой

функциональной структурой при флуктуационных и случайных импульсных помехах произвольного уровня. В системах ТИ решается задача выбора оптимальных по критерию минимальной ошибки значений девиации частоты при заданном удельном отношении сигнал/помеха на входе приемника и быстродействии с учетом нестабильности частоты. Если известно не отношение сигнал/помеха на входе, а задана допустимая погрешность системы, оптимизация проводится по минимальной мощности сигнала на входе.

В системах ТУ исследуется помехоустойчивость приемного устройства с различной структурой и параметрами, определяется структура, обеспечивающая наилучшую помехоустойчивость.

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ И МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

1. ЧАСТОТНЫЕ СИСТЕМЫ ПРОМЫШЛЕННОЙ ТЕЛЕМЕХАНИКИ

В промышленной телемеханике частотные телеизмерительные системы успешно внедряются в нашей стране начиная с 1948—1949 гг. Наиболее широкое применение получили такие системы, как ОРГРЭС — Электропульт, ТНЧ-56, ТНЧ-2, разработанные для передачи сигналов телеизмерения по высоковольтным линиям электропередач. В последние годы частотные системы телеуправления наиболее широко используются для управления рассредоточенными объектами (на нефтепромыслах, газопроводах, в ирригационных системах, коммунальном хозяйстве городов и т. п.).

Коллективами ИАТ АН СССР и других институтов разработаны частотные системы с одночастотным кодом типа ЧТ-1, ЧТ-2, ГЧФ для нефтепромыслов, работающие по проводным каналам, и система СРП-3, работающая по радио- и проводным каналам. Для районной диспетчеризации газопроводов разработаны комплексные системы телемеханики с двухчастотным кодом типа КСТ, БЧТ-60 и др., обеспечивающие передачу сигналов телеизмерения и телеуправления.

Подробное описание систем промышленной телемеханики частотного и других типов дано в [Л. 6, 7].

2. КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

а) Телеизмерение

При телеизмерении обычно передаются плавно изменяющиеся непрерывные величины. В качестве критерия оценки помехоустойчивости системы телеизмерения мо-

жет быть использована вероятность того, что ошибка при передаче параметра превысит некоторую фиксированную величину, а так же и величина среднего и среднеквадратичного значения ошибки. Наиболее часто в телеизмерении используется второй критерий. Это объясняется тем, что на выходе систем телеизмерения обычно стоят узкополосные усредняющие устройства (инерционные выходные приборы, фильтры и т. п.), ко-

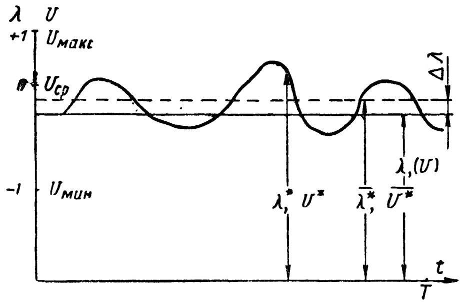


Рис. 1. Принимаемое значение телеизмеряемой величины λ*, искаженное помехой (при λ=const).

торые сглаживают ошибку, в результате чего она приобретает вид нормального случайного процесса. Нормализация ошибки в промышленных системах ТИ происходит как при флуктуационных, так и при частых импульсных помехах.

Среднеквадратичная ошибка характеризует при этом величину хаотического отклонения (флуктуацию) под действием помех принятой телеизмеряемой величины вокруг ее среднего значения. Средняя ошибка определяет уход среднего значения параметра под воздействием помех. На рис. 1 в качестве примера приведена зависимость принимаемой телеизмеряемой величины (сигнал U^*) от времени при передаче постоянного значения этой величины через канал с помехами.

При расчете помехоустойчивости систем ТИ удобно ввести понятие о приведенном (ко всему диапазону передаваемых сообщений) значении передаваемого параметра λ (рис. 1), определяемом через передаваемый сигнал (сообщение) U по формуле

$$\lambda(t)=\frac{U(t)-U_{ср}}{U_{макс}-U_{ср}}=\frac{2U(t)-U_{макс}-U_{мин}}{U_{макс}-U_{мин}}, \qquad (1)$$

где $U_{макс}$ и $U_{мин}$ — соответственно максимальное и минимальное значения передаваемого сигнала U (в какой-

либо момент времени), $U_{ср}=0,5(U_{макс}+U_{мин})$. При изменении сигнала $U(t)$ от $U_{макс}$ до $U_{мин}$ величина $\lambda(t)$ изменяется соответственно от $+1$ до -1 (при $U(t)=U_{ср}$ величина $\lambda=0$).

Анализ помехоустойчивости систем ТИ удобно проводить при $\lambda=\text{const}$, полагая, что за время быстродействия системы T_0 величина передаваемого параметра не изменяется.

По определению абсолютное значение среднеквадратичной ошибки равно:

$$\delta^*_{ср.кв}=\sqrt{\frac{1}{T_0}\int_0^{T_0}[\lambda^*(t)-\overline{\lambda^*}]^2\,dt}, \qquad (2)$$

где $\lambda^*(t)$ — мгновенное значение принимаемого параметра (при $\lambda=\text{const}$);

$\overline{\lambda^*}$ — среднее значение принимаемого параметра (за время T_0).

Абсолютное значение средней ошибки (при $\lambda=\text{const}$) выражается в виде

$$\delta^*_{ср}=\Delta\lambda=\overline{\lambda^*}-\lambda. \qquad (3)$$

Приведенные значения ошибок (отношения абсолютной ошибки δ^* к величине всего передаваемого диапазона значений параметра $\lambda=\pm 1$) будут равны:

$$\delta_{ср.кв}=\frac{\delta^*_{ср.кв}}{2}; \quad \delta_{ср}=\frac{\delta^*_{ср}}{2}. \qquad (4)$$

Можно показать, что для частотных систем ТИ приведенные значения ошибок $\delta_{ср.кв}$ и $\delta_{ср}$ могут быть определены через значения сигнала и шума на выходе приемника по формулам (при $\lambda=\text{const}$ на интервале наблюдения)

$$\delta_{ср.кв}=\frac{U_ш}{2U_{0\,макс}}; \qquad \delta_{ср}=\frac{\overline{U^*}-U_0^*}{2U_{0\,макс}}, \qquad (5)$$

где U^*_0 — принимаемое значение сигнала (выходное напряжение приемника) при передаче параметра λ и отсутствии помех в канале связи; $\overline{U^*}$ — усредненное (во времени) значение принимаемого сигнала при передаче параметра λ при наличии помех; $U_ш$ — эффективное на-

пряжение помехи на выходе приемника; $U_{0\,макс}$ — максимальное значение принимаемого сигнала при $\lambda=\pm 1$ и отсутствии помех.

Совместное действие среднеквадратичной и средней ошибок можно характеризовать величиной суммарной ошибки от помех δ_Σ, равной:

$$\delta_\Sigma=\sqrt{\delta^2_{ср.кв}+\delta^2_{ср}}. \qquad (6)$$

Суммарная ошибка δ_Σ (6) характеризует величину корня квадратного из начального момента второго порядка распределения случайной величины (ошибки).

В частотных системах ТИ информация передается изменением частоты колебаний, поэтому, кроме ошибки от действия помех, может иметь место и ошибка от нестабильности частоты. Нестабильность несущей (в системе ЧМ) или поднесущей (в системе ЧМ — ЧМ) частоты составляет абсолютную погрешность передачи.

Приведенная ошибка от нестабильности частоты равна:

$$\delta_{н.мгн}=\frac{\Delta U_{н.мгн}}{2U_{0\,макс}}, \qquad (7)$$

где $\Delta U_{н.мгн}$ — разность между принимаемым значением сигнала U^* при нулевой нестабильности частоты и при нестабильности, равной текущему значению $\Delta\omega_{н.мгн}=2\pi\Delta f_{н.мгн}$.

Для полной (усредненной) оценки помехоустойчивости телеизмерительной системы при наличии помех и нестабильности частоты целесообразно использовать критерий результирующей ошибки $\delta_р$, получаемой путем усреднения квадрата мгновенной суммарной ошибки по всем возможным значениям параметра λ и нестабильности частоты $\Delta\omega_{н.мгн}$. Можно показать, что если средние значения ошибок от помех и нестабильности частоты равны нулю и они независимы, то ошибка $\delta_р$ равна:

$$\delta_р=\sqrt{\overline{\delta^2_{ср.кв}}+\overline{\delta^2_{ср}}+\overline{\delta^2_{н.мгн}}}, \qquad (8)$$

где $\overline{\delta^2_{ср.кв}}$ и $\overline{\delta^2_{ср}}$ — соответственно квадраты среднеквадратичной и средней ошибок (дисперсии ошибок) от помех, усредненные по множеству возможных значений λ,

а $\overline{\delta^2_{н.мгн}}$ — квадрат среднеквадратичной ошибки (дисперсия ошибки) от нестабильности частоты.

Следует отметить, что в системах связи в качестве критерия помехоустойчивости обычно используется отношение сигнал/шум на выходе приемника. Величина этого отношения связана определенной зависимостью с величинами $\delta_{ср.кв}$ и $\delta_{ср.макс}$ (при $\lambda=\pm1$). Учитывая, что эффективное значение синусоидального сигнала в $\sqrt{2}$ раз меньше амплитудного, получим зависимость отношения сигнал/шум на выходе приемника ЧМ от величины ошибок из-за помех в виде

$$\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{вых}=\frac{1+2\delta_{ср.макс}}{2\sqrt{2}\,\delta_{ср.кв}}. \quad (9)$$

б) Телеуправление

В телеуправлении передаются дискретные сообщения. Результатом воздействия помех при этом является подавление команды или образование ложной команды. В качестве критерия оценки помехоустойчивости систем телеуправления используются вероятность подавления передаваемой команды и вероятность образования (из переданной) ложной команды. Вероятность правильного приема команды $P_{пр}$, вероятность подавления команды (вероятность отказа в приеме команды) $P_п$ и вероятность образования ложной команды (вероятность неправильного приема) $P_л$ образуют полную группу событий, т. е. $P_{пр}+P_п+P_л=1$. Вероятность искажения переданной команды $P_{иск}=1-P_{пр}=P_п+P_л$; величины $P_п$ и $P_л$ зависят от уровня и характеристик помех в канале связи, способа передачи команд (кода) и способа защиты от ложных команд в приемном устройстве.

Если команда передается кодом, состоящим из отдельных элементарных сигналов, различающихся частотой (для частотных систем), то для оценки его помехоустойчивости необходимо знание вероятности подавления и вероятности образования ложного сигнала для отдельных элементарных сигналов ($P_{п1}$, $P_{л1}$). Во многих системах ТУ неизвестны априорные вероятности наличия и отсутствия сигнала команды, в связи с чем нельзя определить полную (усредненную) вероятность правильного приема команды. Обычно в телемеханике опреде-

ляется, как это и сделано выше, не полная вероятность правильного приема, а условная вероятность правильного приема $P_{пр}$, определяемая при условии, что какой-либо из возможных сигналов передается (имеется на входе приемника).

Появление ложных команд может происходить как из передаваемых сигналов, так и из одних помех. При отсутствии сигнала обычно определяется среднее число ложных команд, образуемых из помех в единицу времени ($n_л$), или вероятность образования ложной команды $P_л(\Delta t)$ из помех за какое-либо время Δt. При $n_л \Delta t \ll 1$ вероятность $P_л(\Delta t) \approx n_л \Delta t$.

При сравнении по помехоустойчивости различных систем телеуправления (отличающихся способами передачи команд и структурой приемного устройства) обычно применяется критерий Неймана-Пирсона. Наилучшей по помехоустойчивости является при этом та система, у которой величина $P_п$ является наименьшей. Вероятность образования ложной команды у всех рассматриваемых систем должна быть приравнена ($P_л = \text{const}$) (достигается, например, изменением порога срабатывания приемного устройства). Как будет показано ниже, критерий Неймана—Пирсона эквивалентен критерию максимума отношения сигнал/помеха на выходе.

3. ИДЕАЛЬНЫЙ ПРИЕМНИК

При передаче сообщений по каналу с помехами происходит искажение передаваемых сообщений. Величина искажений зависит от уровня и характера помех в канале, способа передачи и способа приема сообщения. Академик В. А. Котельников показал [Л. 1], что при заданном способе передачи существует такой идеальный приемник, который обеспечивает в этих условиях потенциальную (наибольшую) помехоустойчивость. Для передачи непрерывных сообщений (ТИ) теория потенциальной помехоустойчивости развита только для слабых флуктуационных помех. При сильных флуктуационных помехах и при импульсных помехах эта теория в настоящее время еще не разработана.

Для передачи дискретных сообщений (ТУ) потенциальная помехоустойчивость развита при флуктуационных помехах произвольного уровня (слабых и сильных).

Идеальный приемник позволяет объективно сравнивать по помехоустойчивости различные методы передачи, а также оценивать, насколько реально используемый приемник близок по помехоустойчивости к идеальному.

При приеме непрерывных сообщений (ТИ) идеальный приемник сравнивает принятый сигнал, искаженный помехами с неискаженными образцами, вычисляет разность их энергий и относит принятый сигнал к тому образцу, для которого разность энергии минимальна.

При телеизмерении относительная (приведенная ко всему диапазону) дисперсия ошибки $\delta = \delta_{\text{ср.кв}}$ для идеального приемника может быть определена по формуле [Л. 16]

$$\delta^2 = \frac{\sigma^2}{8 \int\limits_0^{T_0} \left[\frac{\partial A(\lambda, t)}{\partial \lambda} \right]^2 dt}, \tag{10}$$

где $A(\lambda, t)$ — сигнал, являющийся функцией времени и измеряемого параметра;

σ — удельное напряжение помехи в канале связи $(в/\sqrt{гц})$;

T_0 — быстродействие системы: $T_0 = 1/2F_m$;

F_m — наивысшая частота передаваемого параметра.

Принцип работы идеального приемника при приеме дискретных сообщений (ТУ) состоит в сравнении принятого сигнала со всеми N возможными значениями передаваемого сигнала, не искаженного помехой, т. е. с образцами сигнала. Идеальный приемник вычисляет энергию разности принятого сигнала со всеми образцами и относит принятый сигнал к тому из них, для которого эта энергия минимальна.

При передаче двух ($N=2$) дискретных (бинарных) сообщений (команд) $A_1(t)$ и $A_2(t)$ приемное устройство вычисляет интегралы

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= \int\limits_0^{\tau_к} [x(t) - A_1(t)]^2 dt; \\ I_2 &= \int\limits_0^{\tau_к} [x(t) - A_2(t)]^2 dt, \end{aligned}\right\} \tag{11}$$

где $x(t)$ — входной сигнал приемника ($x = A_1$ + помеха или A_2 + помеха);

$\tau_к$ — длительность сигнала команды.

Логическое устройство относит принятый сигнал $x(t)$ к тому из сигналов, для которого значение I меньше. В общем случае идеальный приемник сравнивает разность $I_2 - I_1$ с некоторым уровнем β_0. Если $I_2 - I_1 > \beta_0$, приемник фиксирует сигнал A_1, если $I_2 - I_1 < \beta_0$ — сигнал A_2. Уровень β_0 определяет соотношение вероятностей превращения одного сигнала в другой.

На основании формулы (11) следует, что при прямоугольном сигнале $[A_1(t) = A_0$ при $0 < t < \tau_к]$ и передаче с пассивной паузой $[A_2(t) = 0]$ идеальный приемник представляет собой устройство, которое интегрирует входной сигнал $x(t)$ за время $\tau_к$ и сравнивает полученный результат с порогом ($\equiv \beta_0$). При приеме на идеальный приемник вероятность подавления сигнала $P_{п1}$ и вероятность образования ложного сигнала $P_{л1}$ определяются выражениями

$$P_{п1} = V\left(\alpha_0 \sqrt{2} - \beta_0\right); \quad P_{л1} = V(\alpha_0), \tag{12}$$

где α_0 — величина, равная отношению корня квадратного из энергии разности двух образцов сигнала к удельному напряжению помехи σ:

$$\alpha_0 = \frac{1}{\sigma}\left[\int_0^{\tau_к} [A_1(t) - A_2(t)]^2\, dt\right]^{1/2}; \tag{13}$$

$$V(\alpha_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\alpha_0}^{\infty} e^{-z^2/2}\, dz \tag{14}$$

— интеграл вероятности.

В случае симметричного канала, когда $P_{п1} = P_{л1}$ (при $\beta_0 = \alpha_0/\sqrt{2}$), имеем:

$$P_{п1} = P_{л1} = V\left(\frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}\right). \tag{15}$$

При определении помехоустойчивости команды, передаваемой кодовой комбинацией сообщений из отдельных элементарных сигналов, необходимо определить $P_{п1}$ и $P_{л1}$ для каждого элементарного сигнала. Определение этих вероятностей производится по формулам (12) или (15).

Идеальный приемник Котельникова может быть реализован на практике, однако во многих случаях это трудно сделать. Анализ показывает [Л. 2, 3], что помехоустойчивость, близкая к потенциальной, часто может быть обеспечена приемником, имеющим более простое схемное устройство. Такой приемник называется квазиоптимальным. При ТИ и слабых флуктуационных помехах квазиоптимальным частотным приемником является обычный приемник, содержащий входной фильтр, частотный дискриминатор и выходной фильтр. При ТУ квазиоптимальным приемником при передаче бинарных сигналов с пассивной паузой и флуктуационных помехах является приемник с полосой входного фильтра $\Delta f_1 = 1/\tau_к$, линейным (или квадратичным) детектором и фильтром нижних частот с полосой $^1/_2\tau_к$. Пороговое устройство на выходе фильтра нижних частот производит отсчет наличия или отсутствия сигнала в один фиксированный момент времени t (при максимальном значении сигнала). Величина α_0, определяющая вероятности $P_{п1}$ и $P_{л1}$ (15), характеризует при квазиоптимальном приемнике отношение эффективных значений сигнала и помехи в полосе $\Delta f_1 = 1/\tau_к$.

Существует два способа приема сигналов при частотном разделении (сигналы с частотными признаками).

При первом способе идеальный приемник производит сравнение выходных напряжений всех N каналов друг с другом и осуществляет выбор наибольшего из них. В результате выбора принимается решение, что передается тот сигнал, в канале которого выходное напряжение максимально (рис. 2,*а*). Такой приемник имеет один выход.

При втором способе применяется приемник, в котором выходные напряжения по каждому каналу отдельно сравниваются с некоторым пороговым уровнем, при превышении которого фиксируется наличие сигнала (рис. 2,*б*). Приемник имеет N выходов. Идеальный приемник для каждого из N каналов аналогичен приемнику бинарных сигналов с пассивной паузой, рассмотренному выше. Второй способ приема сигналов обладает несколько меньшей помехоустойчивостью, чем первый, однако более простым схемным решением. При телеуправлении способ раздельного приема сигналов с различными частотными признаками нашел широкое применение в про-

мышленной телемеханике. Этот метод приема при использовании реальных приемных устройств и будет рассмотрен подробно в данной работе.

Очевидно, что при использовании приемника с N выходами возможно одновременное появление сигналов на выходе нескольких каналов (например, на выходе ка-

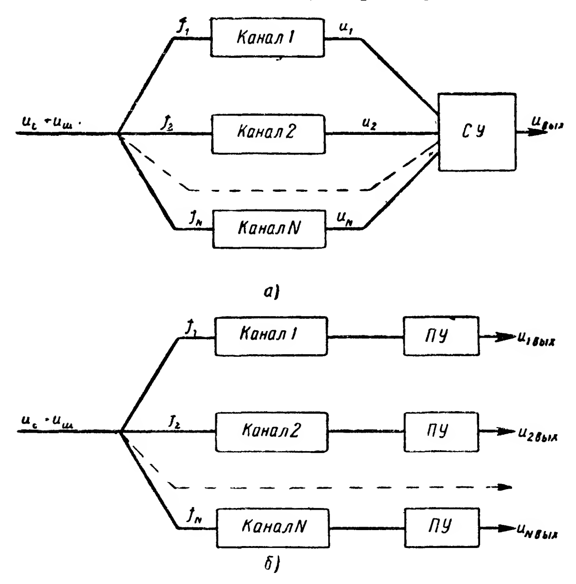


Рис. 2. Блок-схемы приемников при частотном разделении сигналов (передача с активной паузой).

а — с одним выходом; *б* — с N выходами.

нала, по которому принимается сигнал и на выходе канала без сигнала). Уменьшение вероятности образования ложных команд достигается в этом случае применением различных защит, к которым относятся: повторение команды, защита по постоянному или четному числу импульсов в принимаемом коде и т. п.

При передаче большого количества команд необходимо использовать кодовые комбинации (коды), осуществляющие последовательную (или параллельную) передачу элементарных сигналов. Существует два способа дешифрации кода: поэлементный и в целом. При поэлементном приеме опознавание команды производится пу-

тем последовательной регистрации (приема) каждого из элементарных сигналов, составляющих кодовую комбинацию, при приеме в целом — путем оценки всей комбинации кода в целом. Поэлементный прием распространен практически значительно шире приема в целом из-за более простых решений приемного устройства. Прием в целом обеспечивает более высокую помехоустойчивость при кодировании с избыточностью, однако при кодах без избыточности он не имеет никаких преимуществ перед поэлементным приемом.

4. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЧАСТОТНЫХ СИСТЕМ

а) Системы телеизмерения

Применительно к специфике телеизмерения потенциальная помехоустойчивость систем с различными видами модуляции, включая частотную модуляцию, исследована Г. А. Шастовой, В. А. Кашириным и А. Ф. Фоминым [Л. 16, 17].

В системе ЧМ сигнал представляется в виде

$$A(\lambda,\ t) = U_с \cos[(\omega_0 t + \omega_D \Lambda) + \varphi_0], \tag{16}$$

где ω_0 — угловая частота несущей; ω_D — максимальная угловая девиация несущей; $\Lambda = \int \lambda(t)\,dt$.

Для нахождения ошибки (10) определяется интеграл от квадрата $\partial A(\lambda,\ t)$ по $\partial\lambda$. Окончательно имеем:

$$\delta_{ч.м} = \frac{\sigma}{U_с f_D T_0^{3/2}}. \tag{17}$$

Видно, что при слабых флуктуационных помехах [при которых справедлива формула (17)] ошибка убывает с увеличением девиации частоты, т. е. с расширением полосы частот.

В системе ЧМ—ЧМ (система с двукратной частотной модуляцией) сигнал можно представить в виде

$$A(\lambda,\ t) = U_с \cos\Big\{\omega_0 t + \\ + \omega_D \frac{A_N}{N} \int_0^t \sum_{i=1}^{N} \cos[\omega_i t + \omega_{di}\Lambda + \psi]\,dt + \varphi_0\Big\}, \tag{18}$$

где $\omega_i = 2\pi f_i$ — угловая частота поднесущей i-го канала;

$\omega_{di} = 2\pi f_{di}$ — максимальная угловая девиация поднесущей;

N — число каналов;

A_N — коэффициент, зависящий от времени, в течение которого допускается перемодуляция от сложения поднесущих.

Двукратная частотная модуляция обычно применяется в многоканальных системах. Окончательное выражение для приведенной ошибки в многоканальной системе имеет вид:

$$\delta_{\text{ч.м-ч.м}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sigma [1 + 3(2i-1)^2]^{1/2}}{U_c T_0^{3/2} \omega_D \left(\frac{A_N}{N}\right)}. \qquad (19)$$

б) Системы телеуправления

Определим помехоустойчивость некоторых частотных кодов по критерию $P_п$ и $P_л$ (см. § 2,б) при приеме каждого сигнала, несущего свой частотный признак, отдельным идеальным приемником (число приемников равно числу частотных признаков). Полагаем, что передача осуществляется с активной паузой и без применения обратного канала. Число команд $N = \text{const}$. Используется защита по числу одновременно принимаемых команд (или числу элементарных сигналов в каждом разряде кода), при которой одновременный прием двух и более сигналов приводит к отказу в приеме команды.

Одночастотный код

При одночастотном коде (без вторичной модуляции) для каждой команды (длительностью $\tau_к$) выделяется своя несущая частота (рис. 3,*а*). Осуществляется последовательная передача команд.

Подавление передаваемой команды (отказ в приеме команды) может происходить в трех случаях: 1) если передаваемая команда подавится помехой, а в оставшихся (N—1) каналах не будет ни одного ложного срабатывания; 2) команда подавится, и одновременно будет более двух ложных срабатываний; 3) произойдет одновременный прием команды и ложное срабатывание в любом из (N—1) каналах (в одном или более).

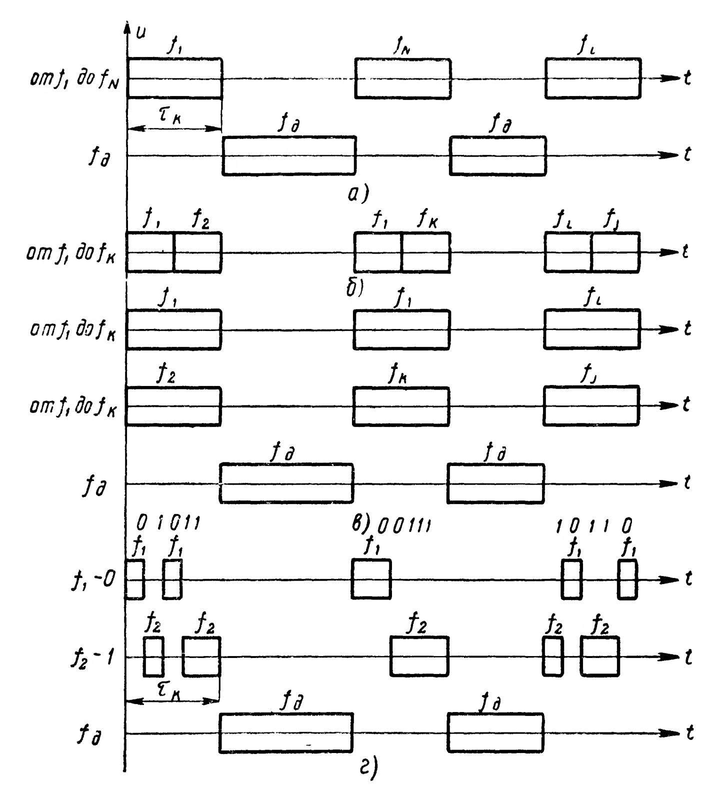


Рис. 3. Диаграммы сигналов при частотных кодах.

а — одночастотный код; *б* — двухчастотный код с последовательной передачей частот; *в* — с параллельной передачей; *г* — двоичный код на все сочетания.

Получим для вероятности подавления команды:

$$P_п = P_{п1}(1 - P_{л1})^{N-1} + P_{п1}[1 - (1 - P_{л1})^{N-1} - $$
$$ - (N-1) P_{л1}(1 - P_{л1})^{N-2}] + (1 - P_{п1})[1 - (1 - P_{л1})^{N-1}] \approx$$
$$\approx P_{п1} + (N-1) P_{л1} - 2(N-1) P_{п1}P_{л1}. \qquad (20)$$

Ложная команда (неправильный прием команды) произойдет, если передаваемая команда подавится и одновременно произойдет одно ложное срабатывание в любом другом канале.

Вероятность ложной команды

$$P_л = P_{п1}P_{л1}(1 - P_{л1})^{N-2}(N-1) \approx P_{п1}P_{л1}(N-1). \qquad (21)$$

Правильный прием команды будет при отсутствии ее подавления и отсутствия хотя бы одного ложного срабатывания.

Вероятность правильного приема

$$P_{\text{пр}} = (1 - P_{\text{п1}})(1 - P_{\text{л1}})^{N-1} \approx 1 - (N-1) P_{\text{л1}} - P_{\text{п1}} + P_{\text{п1}} P_{\text{л1}} (N-1). \quad (22)$$

Из формул (20) — (22) видно, что условие $P_{\text{п}} + P_{\text{л}} + P_{\text{пр}} = 1$ выполняется. Приближенные выражения справедливы при $NP_{\text{п1}} \ll 1$ и $NP_{\text{л1}} \ll 1$, когда вероятность искажения хотя бы одного сигнала равна вероятности искажения точно одного сигнала.

При симметричном канале, когда вероятность подавления элементарного сигнала $P_{\text{п1}}$ равна вероятности образования ложного сигнала $P_{\text{л1}}$, величины $P_{\text{п1}}$ и $P_{\text{л1}}$ определяются по формуле (15), где $\alpha_0 = \frac{U_m \sqrt{\tau_{\text{к}}}}{\sqrt{2}\sigma}$, U_m — амплитуда прямоугольного радиоимпульса (сигнала). В связи с тем, что в большинстве случаев выполняются соотношения $NP_{\text{п1}} \ll 1$ и $NP_{\text{л1}} \ll 1$, нижеследующие частотные коды для простоты рассматриваются при этих условиях.

Двухчастотный код

Для передачи каждой команды используются две частоты, передаваемые последовательно или параллельно (рис. 3,*б* или *в*).

При последовательной передаче и сменно-качественном коде (когда за время $\tau_{\text{к}}$ исключается последовательная передача двух одинаковых частот) число передаваемых команд $N = k_0(k_0 - 1)$, при параллельной передаче $N = \frac{k_0(k_0 - 1)}{2}$ (k_0 — число используемых частот).

Учитывая, что для передачи кода используются две частоты, получим аналогично случаю одночастотного кода

$$P_{\text{п}} \approx 2[P^*_{\text{п1}} + (k_0 - 1) P^*_{\text{л1}}]; \quad P_{\text{пр}} = 1 - (P_{\text{п}} + P_{\text{л}});$$

$$P_{\text{л}} \approx 2P^*_{\text{п1}} P^*_{\text{л1}} (k_0 - 1);$$

$$P^*_{\text{п1}} = P^*_{\text{л1}} = V\left(\frac{\alpha^*_0}{\sqrt{2}}\right), \quad (23)$$

где $\alpha_0^* = \frac{U_m \sqrt{\tau_к/2}}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}$.

Двоичный n-разрядный код на все сочетания

Команда передается n элементарными двоичными частотными сигналами (на частотах f_1 и f_2) (рис. 3,*г*). Число команд $N=2^n$. Для разделения в приемном устройстве элементарных импульсов кода, передаваемых последовательно на одной и той же частоте, используются временные селекторы.

Подавление передаваемой команды произойдет, если хотя бы один из n-элементарных сигналов кода будет подавлен или в каком-либо разряде кода одновременно будет принято более одного сигнала (т. е. импульсов с различными частотными признаками).

Вероятность подавления (отказа) команды определяется при этом по формуле (при $NP_{п1} \ll 1$ и $NP_{л1} \ll 1$)

$$P_{п} = n\,(P_{п1}^{**} + P_{л1}^{**}). \qquad (24)$$

Ложная команда образуется при изменении частотного признака элементарного сигнала кода на любом из n разрядов:

$$P_{л} = nP_{п1}^{**}\,P_{л1}^{**}. \qquad (25)$$

Вероятность правильного приема команды

$$P_{пр} = 1 - (P_{п} + P_{л}). \qquad (26)$$

В формулах (24) — (26)

$$P_{п1}^{**} = P_{л1}^{**} = V\left(\frac{\alpha^{**}}{\sqrt{2}}\right),$$

где $\alpha_0^{**} = \frac{U_m \sqrt{\tau_к/n}}{\sqrt{2}\,\alpha_0} = \frac{\alpha_0}{\sqrt{\lg_2 N}}$.

Полученные выше общие формулы для расчета помехоустойчивости частотных систем ТУ справедливы при приеме элементарных сигналов команды как на идеальный, так и на реальный приемник. Вероятности $P_{п1}$ и $P_{л1}$ при реальном приемнике определяются по формулам, отличным от (15). Методы определения $P_{п1}$ и $P_{л1}$ при таком приемнике рассмотрены в гл. 5, 6.

5. МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ РЕАЛЬНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

Помехоустойчивость системы телемеханики (ТМ) может быть определена как при использовании идеального (наилучшего) приемника, так и при реальном приемнике, применяемом на практике. Реальная помехоустойчивость (для реального приемника) зависит от типа и характеристик используемого приемного устройства.

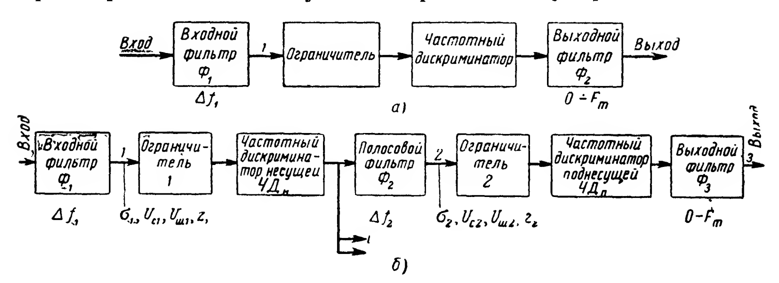


Рис. 4. Блок-схемы приемников ТИ.

а — одноканальной системы с частотной модуляцией (ЧМ); *б* — многоканальной системы с двукратной модуляцией и разделением по частоте (ЧМ—ЧМ).

В данной работе исследование реальной помехоустойчивости частотных систем ТМ проведено для наиболее типовых, широко распространенных схем приемных устройств. Рассматриваемые ниже приемники ТИ при слабых флуктуационных помехах обеспечивают помехоустойчивость, близкую к потенциальной. Излагаемый метод анализа помехоустойчивости является достаточно общим методом и может быть использован для расчета помехоустойчивости устройств другого типа.

Блок-схемы рассматриваемых в работе приемных устройств систем ТИ приведены на рис. 4,*а* и *б*, а систем ТУ — на рис. 5. Выходные фильтры приемных устройств систем ТИ служат эквивалентом используемых на практике выходных приборов.

В многоканальной системе ЧМ — ЧМ из всех видов помех самыми существенными являются флуктуационные помехи, действующие на входе приемного устройства, и перекрестные помехи, вызванные нелинейностью характеристики тракта. В данной работе рассматривается погрешность системы за счет действия внешних флуктуационных помех.

При исследовании реальной помехоустойчивости систем ТИ и ТУ при флуктуационных и импульсных помехах используются методы теории случайных процессов (непрерывных и дискретных). В связи с узкополосностью выходных устройств систем ТИ и нормализацией ошибки можно считать, что зависимость ошибки от времени представляет собой стационарный случайный процесс. Величина средней и среднеквадратичной ошибки за счет

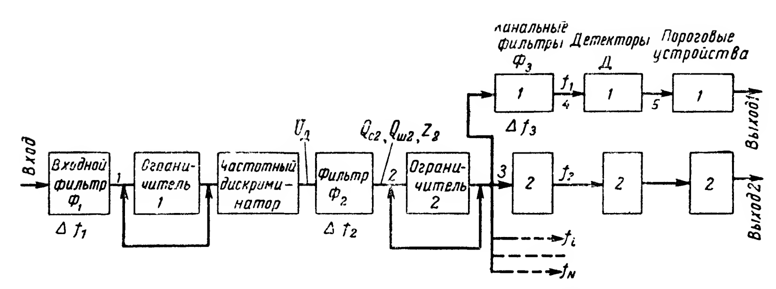


Рис. 5. Блок-схема системы телеуправления с частотной модуляцией несущей и разделением команд по поднесущим.

помех может находиться при этом усреднением случайного процесса по времени либо по множеству реализаций или спектральным методом. Наиболее удобно использование спектрального метода. В этом случае дискретная часть энергетического спектра ошибки (на нулевой частоте) определяет величину средней ошибки, а непрерывная часть — величину среднеквадратичной. При расчете помехоустойчивости частотных систем при флуктуационных помехах нахождение непрерывной части энергетического спектра является весьма сложной задачей. В простейшем случае при одноканальной телеизмерительной системе ЧМ эта задача сводится к отысканию спектра шума на выходе частотного дискриминатора, который является нелинейным элементом. Энергетический спектр шума на выходе дискриминатора при флуктуационных помехах можно определить через корреляционную функцию производной от фазы суммарного колебания сигнала и шума на выходе первого фильтра, так как свойства шума на выходе дискриминатора аналогичны свойствам производной от фазы. Наибольший интерес для частотных систем телемеханики представляет начальный участок спектра, так как полоса

выходного фильтра в таких системах обычно много меньше полосы входного фильтра. Определение аналитического выражения спектра шума при произвольном соотношении сигнал/шум на входе позволяет получить инженерные формулы для расчета помехоустойчивости систем и определить оптимальные параметры систем.

В отличие от среднеквадратичной средняя ошибка на выходе приемника при флуктуационных помехах определяется через среднее значение производной от фазы суммарного колебания сигнала и шума на выходе первого фильтра.

Системы телеуправления отличаются от систем телеизмерения более сложной структурой приемника и другими критериями оценки помехоустойчивости.

В системах ТУ прием сигнала обычно производится в течение всей длительности команды. Методика определения вероятности подавления команды $P_п$ и вероятности образования ложной команды $P_л$ при этом методе приема дана в гл. 5. Следует отметить, что в частотных системах ТУ отсутствует синхронизация приемного устройства, в связи с чем невозможно применение интегрального способа приема, обладающего по сравнению с рядом других более высокой помехоустойчивостью.

При исследовании помехоустойчивости частотных систем ТИ и ТУ при импульсных помехах предполагается, что импульсные помехи на выходе первого фильтра $Ф_1$ не накладываются друг на друга, а на выходе фильтра $Ф_2$ накладываются в таком большом количестве, что происходит нормализация выходного напряжения помехи и оно становится близким к флуктуационному напряжению с нормальным законом распределения. Для выполнения этих условий необходимо, чтобы число импульсных помех на входе приемника в 1 *сек* (m) не превышало полосы входного фильтра (приближенно $m<\Delta f_{вх}$), но было много больше полосы выходного фильтра (приближенно $m>10\Delta f_{вых}$). Данные условия обычно выполняются во многих промышленных телеизмерительных системах. Рассматриваемый случай нормализации выходного напряжения помехи представляет наибольший практический интерес, так как при редких, ненакладывающихся на выходе импульсных помехах частотная система телемеханики обладает высокой помехоустойчивостью.

При импульсных помехах необходимо рассмотреть совместное прохождение полезного сигнала и помехи через приемный тракт, являющийся нелинейной системой. Для определения ошибок в системах ТИ находится энергетический спектр последовательности импульсных помех на выходе дискриминатора. Интенсивность спектра помех зависит от числа импульсных помех в единицу времени, спектральных характеристик отдельных помех и закона распределения амплитуд импульсных помех на выходе приемника.

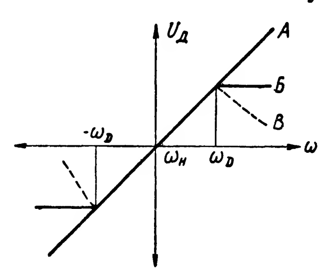


Рис. 6. Характеристики частотного дискриминатора: широкополосного (*А*) и узкополосного (*Б* и *В*).

Излагаемые в работе расчеты помехоустойчивости систем ТИ и ТУ основаны на предположении следующего:

1. Входные и промежуточные фильтры приемных устройств систем имеют частотную характеристику гауссовой (колокольной) формы (с коэффициентом передачи на средней частоте, равным единице) и линейную фазовую характеристику.

2. Ограничители и частотные дискриминаторы безынерционны и идеальны. Выходное напряжение дискриминатора, пропорциональное отклонению мгновенного значения частоты от центрального значения $\omega_н$, определяется выражением

$$U_Д = k_д A(\omega - \omega_н) \qquad (27а)$$

для широкополосного дискриминатора (рис. 6, прямая *А*) и

$$U_д = \left\{ \begin{array}{l} k_д A(\omega - \omega_н) \text{ при } |\omega - \omega_н| < \omega_D, \\ k_д A(\omega_D - \omega_н) \text{ при } |\omega - \omega_н| \geqslant \omega_D \end{array} \right\} \qquad (27б)$$

для узкополосного дискриминатора (рис. 6, прямая *Б*), где $D = k_д A$ — крутизна характеристики дискриминатора ($k_д$ — постоянный множитель, A — амплитуда напряжения на входе дискриминатора). Полагаем в дальнейшем $D = 1$.

3. Частотные характеристики выходных (оконечных) фильтров систем ТИ имеют прямоугольную форму.

Полоса этих фильтров много меньше полосы входного фильтра.

4. Пороговые устройства в системах телеуправления безынерционны с нулевым временем восстановления.

Будем полагать при анализе, что закон распределения априорных вероятностей передаваемого параметра λ в пределах ± 1 равномерен, т. е. $w(\lambda) = {}^1/_2\lambda$. В связи с тем, что число внешних факторов, оказывающих дестабилизирующее влияние на частоту передатчика, велико (температура, давление и т. п.), их результирующее влияние приводит к тому, что закон распределения нестабильности частоты $\Delta f_{н.мгн}$ становится близок к нормальному с нулевым средним значением, т. е.

$$w(\Delta f_{н.мгн}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma_н} e^{-\frac{\Delta f^2_{н.мгн}}{2\sigma^2_н}}. \tag{28}$$

Обычно бывает задано максимальное значение нестабильности частоты $\Delta f_{н.макс} = \Delta f_н$, приближенно равное утроенному среднеквадратичному значению $\sigma_н$.

Введем следующие основные обозначения:

T_0 — быстродействие системы ТИ, равное времени передачи одного измерения $\left(T_0 = \frac{1}{2F_m}\right)$;

F_m — максимальная частота передаваемого (контролируемого) параметра, равная наивысшей частоте, которая может быть воспринята приемником;

λ — передаваемое значение параметра (пропорциональное передаваемому сигналу U);

λ^* — принимаемое значение параметра λ (пропорциональное принимаемому сигналу U^*);

$\delta_{ср.кв}$, $\delta_{ср}$ — соответственно среднеквадратичная и средняя ошибки от помех (приведенные);

$\delta_{н\,мгн}$ — мгновенное значение ошибки от нестабильности частоты;

$\delta_р$ — результирующая ошибка от помех и нестабильности частоты;

Δf_1 — полная полоса входного фильтра приемника (полоса частот сигнала);

f_D — максимальная девиация частоты передатчика (при ТИ соответствует $\lambda = \pm 1$), $f_D = \omega_D/2\pi$;

$\Delta f_{н.н}$, $\Delta f_{н.п}$ — максимальная величина нестабильности соответственно несущей и поднесущей частот (для систем ЧМ величина $\Delta f_{н.н} = \Delta f_{н.макс} = \Delta f_н$);

$\Delta f_{н.п.мгн}$ — текущее (мгновенное) значение нестабильности поднесущей;

f_0 — средняя частота входного фильтра $Ф_1$, $f_0 = \omega_0/2\pi$;

$f_н$ — центральная частота дискриминатора (для настроенного приемника $f_н = f_0$), $f_н = \omega_н/2\pi$;

N — число каналов системы ЧМ—ЧМ и число передаваемых команд в системе ТУ;

$z_1 = (U_{с1}/U_{ш1})^2$ — отношение сигнал/шум (по мощности) на выходе первого фильтра при флуктуационных помехах;

$z_2 = (U_{с2}/U_{ш2})^2$ — отношение сигнал/шум на выходе второго (промежуточного) фильтра;

$W(f)$ — энергетический спектр помехи на выходе дискриминатора при флуктуационных помехах и при последовательности случайных импульсных помех;

f_i — средняя частота поднесущей i-го канала в системе ЧМ—ЧМ или частота i-й поднесущей в системе ТУ;

f_{di} — максимальная девиация i-й поднесущей;

Δf_{2i} — полоса второго фильтра i-го канала системы ЧМ—ЧМ;

$n_1 = \Delta f_{н.н}/\Delta f_2$: $n_2 = \Delta f_{н.п}/F_m$; $n_0 = \Delta f_{н.н}/F_m$ — относительные нестабильности частоты соответственно для канала несущей, поднесущей и всего приемника ЧМ—ЧМ;

m_1, m_2 — индексы модуляции соответственно в канале несущей и поднесущей частоты;

$k = B(t)/U_{с.п}$ — отношение напряжения импульсной помехи к амплитуде сигнала на выходе первого фильтра (при $B(t)$ = макс величина $k = k_м$);

m — среднее число импульсных помех в 1 *сек*;

τ — длительность огибающей импульсной помехи на выходе первого фильтра на уровне амплитуды сигнала $U_{с.п}$;

$P_п$ — вероятность подавления команды (вероятность отказа команды) в системе ТУ;

$P_{п1}$ — вероятность подавления элементарного сигнала кодовой комбинации, используемой для передачи команды (для одночастотного кода $P_{п1} = P_п$);

$P_л$ — вероятность образования ложной команды (вероятность неправильного приема команды) в каком-либо из каналов;

$P_{л1}$ — вероятность образования ложного элементарного сигнала (ложного срабатывания);

$\tau_к$ — время передачи команды (длительность команды) при ТУ;

$E_с$ — уровень полезного сигнала на выходе амплитудного детектора системы ТУ;

$U_{пор}$ — уровень срабатывания порогового устройства;

Δf_3 — полоса пропускания канального (выходного) фильтра системы ТУ.

Для объективного сравнения по помехоустойчивости систем ТИ, имеющих разную величину входных полос приемника и быстродействие, удобно введение обобщенных параметров передачи:

$$\rho = \left(\frac{U_{с1}}{U_{ш1}}\right)_{F_m} = \frac{U_{с1}}{\sigma_1 \sqrt{F_m}} = \frac{U_{с1}\sqrt{2T_0}}{\sigma_1} \qquad (29)$$

— удельное отношение сигнал/помеха при флуктуационных помехах, равное отношению эффективного напряжения сигнала $U_{с1}$ на входе приемника к эффективному напряжению шума в полосе частот $F_m = \Delta f_{вых}$;

σ_1 — удельное напряжение флуктуационной помехи ($в/\sqrt{гц}$);

$$\rho_и = \left(\frac{U_{сп1}}{U_{п1}}\right)_{F_m} = \frac{\sqrt{2}U_{с1}}{r_1 F_m} \qquad (30)$$

— удельное отношение сигнал/помеха при импульсных помехах, равное отношению амплитудного значения сигнала $U_{с.п1} = \sqrt{2} U_{с1}$ на входе приемника (на выходе первого фильтра) к максимальной амплитуде импульсной помехи в полосе частот F_m:

r_1 — удельная амплитуда импульсной помехи (приведенная к полосе 1 *гц*);

$$\gamma = \frac{\Delta f_1}{2F_m} \qquad (31)$$

— коэффициент широкополосности.

Параметр ρ может быть вычислен через отношение сигнал/помеха в некоторой произвольной полосе Δf_1 по формуле

$$\rho = \sqrt{2\gamma}\left(\frac{U_{с1}}{U_{ш1}}\right)_{\Delta f_1}, \qquad (32)$$

а параметр $\rho_и$ — через отношение помеха/сигнал в полосе

Δf_1 $\left[\text{т. е. } k_м = \left(\frac{U_{п1}}{U_{с.п1}}\right)_{\Delta f_1}\right]$ по формуле $\rho_и = \frac{2\gamma}{k_м}$. (33)

Для краткости приведенную ошибку мы в дальнейшем будем называть просто ошибкой.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ОДНОКАНАЛЬНОЙ ТЕЛЕИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЧМ ПРИ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХАХ

Рассмотрим помехоустойчивость частотной телеизмерительной системы, в которой несущая частота изменяется в соответствии с изменениями передаваемого параметра λ. Блок-схема приемника одноканальной системы с частотной модуляцией приведена на рис. 4,*а*. Сигнал на входе приемника определяется в этом случае выражением (16).

Теоретические и экспериментальные исследования помехоустойчивости частотных систем ТИ и ТУ показывают, что при флуктуационных помехах наилучшую помехоустойчивость обеспечивает приемник с широкополосным дискриминатором. Помехоустойчивость системы ЧМ (и системы ЧМ—ЧМ в гл. 3) будет рассмотрена при использовании этого типа дискриминатора.

6. СРЕДНЕКВАДРАТИЧНАЯ И СРЕДНЯЯ ОШИБКИ ОТ ПОМЕХ. ОШИБКА ОТ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ

Для нахождения среднеквадратичной ошибки на выходе приемника (5) надо определить эффективное напряжение помехи (шума) $U_ш$ на выходе фильтра Φ_2, которое может быть определено по энергетическому спектру шума $W(f)$ на выходе частотного дискриминатора. Энергетический спектр шума представляет собой спектральную плотность средней мощности шумового процесса.

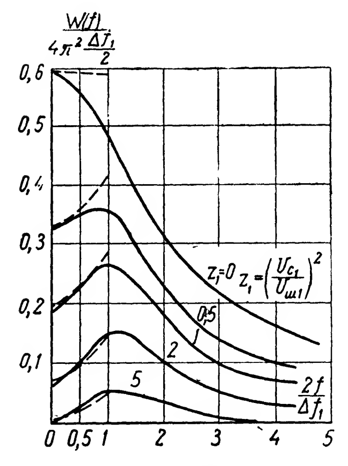


Рис. 7. Энергетический спектр шума на выходе частотного дискриминатора (сплошные линии). Спектр, вычисленный по формуле (37), обозначен пунктиром.

Мощность шума (выделяемая в сопротивлении, равном 1 *ом*) на выходе фильтра Φ_2 с частотной характеристикой $K(f)$ будет равна:

$$Q_ш = \int_0^\infty W(f) K^2(f)\, df, \qquad (34)$$

а среднеквадратичное (эффективное) значение шума

$$U_ш = \sqrt{Q_ш}. \qquad (35)$$

При идеальном фильтре Φ_2 с полосой $O - F_m$

$$U_ш = \sqrt{\int_0^{F_m} W(f)\, df}. \qquad (36)$$

Энергетический спектр шума $W(f)$ может быть получен с помощью преобразования Фурье корреляционной функции производной фазы (частоты) суммарного колебания сигнала и шума на выходе первого фильтра Φ_1.

На рис. 7 сплошными линиями приведена графическая зависимость спектра шума $W(f)$ от частоты, полученная С. Райсом в работе [Л. 21].

Кривые получены для диапазона сигнал/шум на входе $z_1 = (U_{c1}/U_{ш1})^2 = 0 \div 5$ при гауссовой форме входного фильтра и частоте сигнала (ω_c), равной частоте этого фильтра (ω_0). В [Л. 22] показано, что, когда $\omega_c \neq \omega_0$, низкочастотные компоненты шума (вплоть до $2f_{макс}/\Delta f_1 \leqslant \leqslant 0{,}5$) изменяются несущественно (наиболее серьезному изменению подвергаются высокочастотные составляющие спектра шума), поэтому интенсивность спектра в пределах $2f_{макс}/\Delta f_1 \leqslant 0{,}5$ можно приближенно считать не зависящей от девиации частоты.

Анализ показывает, что для начального участка спектра, когда $2f_{макс}/\Delta f_1 \leqslant 0{,}5$, энергетический спектр $W(f)$ может быть достаточно точно аппроксимирован следующим выражением, справедливым для всех значений z_1 (показан пунктирными линиями на рис. 7):

$$W(f) = \frac{9{,}9\Delta f_1 (1 - e^{-z_1})}{z_1} \left(\frac{2f}{\Delta f_1}\right)^2 + 11{,}6\Delta f_1 e^{-1{,}085 z_1}. \quad (37)$$

Из формулы (37) и рис. 7 видно, что энергетический спектр шума $W(f)$ имеет квадратичную зависимость от частоты (или линейную зависимость для спектра напряжения шума) только при большом отношении сигнал/шум на входе приемника ($z_1 \gg 1$). При уменьшении уровня сигнала спектр $W(f)$ становится все более равномерным (при $2f_{макс}/\Delta f_1 \leqslant 0{,}5$).

Подставляя значение шума $U_ш$, найденное по формуле (36), в (5) и учитывая, что $U_{0макс} = \omega_D$ (при $D=1$), получим, что приведенная среднеквадратичная ошибка при любом уровне помех будет равна:

$$\delta_{ср.кв} = \left[\frac{0{,}083(1 - e^{-z_1})^2}{z_1} \left(\frac{F_m}{\Delta f_1}\right)^3 + \right.$$
$$\left. + 0{,}073 e^{-1{,}085 z_1} \left(\frac{F_m}{\Delta f_1}\right)\right]^{1/2} \frac{\Delta f_1}{f_D}. \quad (38)$$

Если отношение сигнал/шум на входе приемника велико ($z_1 \gg 1$), вторым членом выражения для $\delta_{ср.кв}$ (38) можно пренебречь.

Необходимая ширина полосы частот приемника Δf_1 при частотной модуляции несущей (без учета нестабильности частоты) в общем виде может быть представлена выражением

$$\Delta f_1 = 2f_D + h2F_{\text{макс}}, \tag{39}$$

где $f_D = \omega_D/2\pi$ — максимальная девиация несущей частоты;

$F_{\text{макс}}$ — наивысшая частота сигнала, подлежащего передаче (для одноканальной системы ЧМ величина $F_{\text{макс}} = F_m$);

h — коэффициент, который определяет относительный уровень боковых частот, которыми ограничивается полоса пропускания Δf_1.

При $h=1$ ширина полосы ограничивается боковыми составляющими, амплитуды которых не меньше 5% от амплитуды немодулированной несущей, а при $h=0$ — приближенно не меньше 20%. Очевидно, что с уменьшением величины коэффициента h возрастают нелинейные искажения передаваемого сигнала и увеличивается погрешность системы. Выбор величины h для телеизмерительных систем требует дополнительных исследований. Практически для одноканальной системы ЧМ обычно принимают $h=1$.

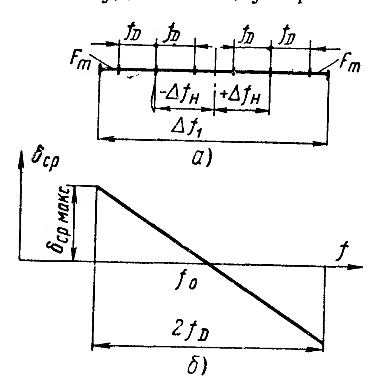


Рис. 8. Частотный диапазон в одноканальной системе с частотной модуляцией (*а*) и зависимость средней ошибки от отклонения частоты сигнала от среднего значения f_0 (*б*).

Ширина полосы частот приемника Δf_1 при нестабильности несущей частоты должна выбираться с учетом максимальной нестабильности частоты $\Delta f_{\text{н}} \approx 3\sigma_{\text{н}}$. При известной полосе Δf_1 максимальная девиация несущей частоты f_D с учетом нестабильности частоты (при $h=1$) выбирается равной (рис. 8,*а*):

$$f_D = \frac{\Delta f_1}{2} - F_m - \Delta f_{\text{н}}, \tag{40}$$

а индекс модуляции

$$m=\frac{f_D}{F_m}=\gamma-1-\frac{\Delta f_н}{F_m}. \qquad (41)$$

Появление средней ошибки в системах ТИ вызвано подавлением полезного сигнала помехой. Для определения средней ошибки надо определить зависимость подавления от уровня флуктуационной помехи. Исследование функции распределения вероятностей производной фазы сигнала и шума на выходе первого фильтра Φ_1 показывает [Л. 21, 24], что в результате действия шума девиация частоты полезного сигнала как бы уменьшается и соответственно уменьшается напряжение сигнала на выходе приемника.

При флуктуационных помехах среднее значение напряжения сигнала на выходе приемника (при $\lambda=\text{const}$) будет равно:

$$\overline{U^*}=\lambda\omega_D(1-e^{-z_1}). \qquad (42)$$

Множитель в круглых скобках формулы (42) характеризует степень подавления сигнала шумом. Подставляя значение $\overline{U^*}$ (42) в формулу (5) и учитывая, что $U^*_0=\lambda\omega_D$, получаем выражение для приведенной средней ошибки на выходе частотного приемника в виде

$$\delta_{ср}=-0{,}5\lambda e^{-z_1}. \qquad (43)$$

Из формулы (43) видно, что величина средней ошибки равна нулю при $\lambda=0$ и является максимальной при $\lambda=\pm 1$. При изменении знака отклонения частоты сигнала от среднего значения f_0, соответствующего $\lambda=0$, меняется и знак $\delta_{ср}$ (рис. 8,*б*). В отличие от среднеквадратичной величина средней ошибки не зависит от полосы пропускания выходного фильтра и целиком определяется величиной z_1. Так как напряжение шума на выходе фильтра Φ_1 пропорционально корню квадратному из полосы $\left(U_{ш1}=\sigma_1\sqrt{\Delta f_1}\right)$, сужение полосы входного фильтра приводит к резкому уменьшению средней ошибки. Следует заметить, что согласно формуле (43) при очень сильных помехах ($z_1\to 0$) максимальная величина приведенной средней ошибки стремится к 50%, так как при этом частота суммарного колебания сигнала и шума на выходе фильтра Φ_1

определяется в основном средней частотой шума, равной средней частоте входного фильтра (ω_0), и, следовательно, $\overline{U^*}=0$.

Приведенная ошибка от нестабильности несущей частоты $\Delta f_{\text{н.мгн}}$ на основании формулы (7) будет равна:

$$\delta_{\text{н.мгн}}=\frac{\Delta f_{\text{н.мгн}}}{2f_D}. \tag{44}$$

Ошибка $\delta_{\text{н.мгн}}$ имеет наибольшую величину при максимальной нестабильности несущей частоты, равной $\Delta f_{\text{н}}$.

На рис. 9,*а* приведены полученные по формулам (38) и (43) зависимости ошибок $\delta_{\text{ср.кв}}$ и $\delta_{\text{ср.макс}}$ (при $\lambda=1$) от отношения сигнал/шум на выходе первого фильтра $\left[\frac{U_{\text{ш1}}}{U_{\text{с1}}}=\frac{1}{\sqrt{z_1}}\right]$ при различном значении коэффициента широкополосности $\gamma=\Delta f_1/2F_m$ ($\gamma=15,\ 10,\ 500$) и $\Delta f_{\text{н}}=0$. Из рис. 9,*а* видно, что с увеличением уровня шума величина $\delta_{\text{ср.кв}}$ вначале растет линейно, далее быстро возрастает, но при дальнейшем увеличении уровня шума скорость роста ошибки уменьшается. При $U_{\text{ш1}}/U_{\text{с1}}=\text{const}$ широкополосная система ($\gamma=500$) имеет более высокую помехоустойчивость, чем менее широкополосная. Величина средней ошибки при любом уровне шума увеличивается с ростом $U_{\text{ш1}}/U_{\text{с1}}$ по закону $e^{-(U_{\text{с1}}/U_{\text{ш1}})^2}$. При этом, начиная примерно с $U_{\text{ш1}}/U_{\text{с1}}=0{,}4\div0{,}5$, средняя ошибка резко возрастает. Из рис. 9,*а* видно, что для каждого значения γ существует диапазон значений $U_{\text{ш1}}/U_{\text{с1}}$, в котором среднеквадратичная ошибка больше средней, и диапазон, в котором $\delta_{\text{ср}}>\delta_{\text{ср.кв}}$. Ход кривых рис. 9,*а* подтверждает известное положение о том, что частотная модуляция принадлежит к числу пороговых видов модуляций, при котором, начиная с некоторого уровня шума, величина ошибки (средней и среднеквадратичной) на выходе приемника резко возрастает.

Зависимость ошибки от отношения шум/сигнал на входе приемника (рис. 9,*а*) не позволяет выяснить влияние полосы пропускания приемника на его помехоустойчивость, так как для каждой кривой величина удельного напряжения шума различна.

Помехоустойчивость систем целесообразно характеризовать зависимостью среднеквадратичной и средней ошибок от параметра ρ. В обобщенных параметрах ρ (29) и γ (31)

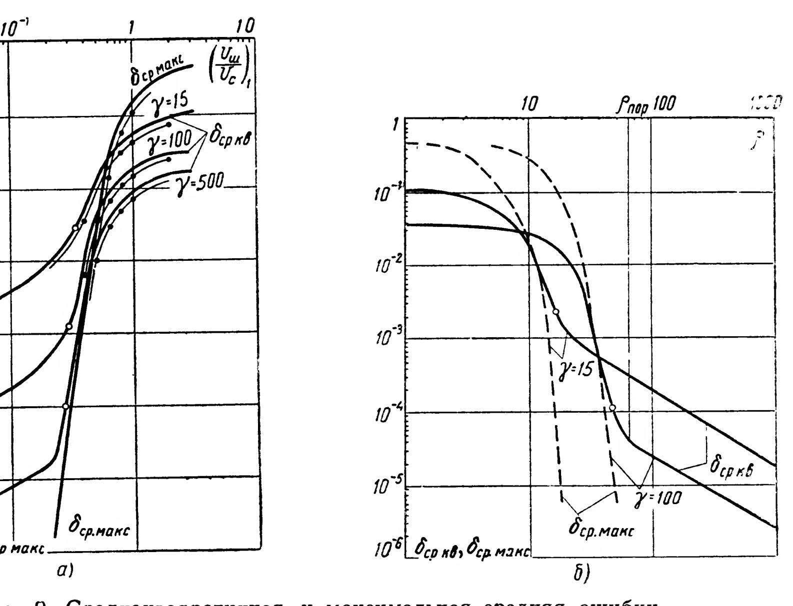


Рис. 9. Среднеквадратичная и максимальная средняя ошибки.

а — при различных соотношениях $(U_ш/U_с)_1$; *б* — при различном удельном отношении сигнал/шум ρ. Тонкими линиями (на рис. 9,*а*) даны зависимости, полученные экспериментально.

величины среднеквадратичной (38) и средней (43) ошибок будут равны:

$$\delta_{\text{ср.кв}}=\left[\frac{0,083\,(1-e^{-0,5\rho^2/\gamma})^2}{\rho^2\,(\gamma-1-n)^2}+\frac{0,15\gamma e^{-0,543\rho^2/\gamma}}{(\gamma-1-n)^2}\right]^{1/2}; \quad (45)$$

$$\delta_{\text{ср}}=-0,5\lambda e^{-0,5\rho^2/\gamma}, \quad (46)$$

где $n=\Delta f_{\text{н}}/F_m$ — относительная нестабильность несущей частоты в системе ЧМ.

На рис. 9,*б* изображена зависимость ошибок $\delta_{\text{ср.кв}}$ и $\delta_{\text{ср.макс}}$ от параметра ρ для систем с различными значениями γ ($\gamma=15$ и 100) при высокой стабильности несущей частоты. Из рисунка видно, что при любом γ имеется диапазон значений ρ, в котором среднеквадратичная ошибка мала и медленно растет с уменьшением сигнала. При пороговом значении ρ ($\rho_{\text{пор}}$) происходит быстрый рост среднеквадратичной и средней ошибок, причем наиболее резко при этом возрастает средняя ошибка. При работе выше порога улучшения частотной модуляции ($\rho>\rho_{\text{пор}}$) основную ошибку системы составляет среднеквадратичная ошибка (так как $\delta_{\text{ср.кв}}\gg\delta_{\text{ср.макс}}$), а при работе ниже порога улучшения — средняя ошибка ($\delta_{\text{ср.макс}}\gg\delta_{\text{ср.кв}}$). Из рис. 9,*б* видно, что широкополосная система ($\gamma=100$) обеспечивает меньшую ошибку, чем узкополосная ($\gamma=15$), при работе выше порога улучшения, однако у нее порог наступает при более высоком уровне сигнала.

Очевидно, что для грубой передачи данных целесообразно использовать узкополосную систему, так как она позволяет работать с меньшими мощностями, или получить бóльшую дальность связи при той же мощности, что и у широкополосной системы. Для точного телеизмерения следует использовать широкополосную систему и работать при большом сигнале. Более строгим решением задачи о выборе девиации частоты и полосы приемника при заданной точности и быстродействии системы является определение оптимальных параметров системы.

7. ОПТИМАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМЫ ЧМ

Определим оптимальные параметры системы по критерию результирующей ошибки $\delta_{\text{р}}$ (8). При равно-

вероятном значении параметра λ и $\delta_{ср}=\lambda\delta_{ср.макс}$ (43) дисперсия средней ошибки от помех будет равна:

$$\overline{\delta^2_{ср}}=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\delta^2_{ср}\,w(\delta_{ср})\,d\delta_{ср}=$$

$$=\int\limits_{-\delta_{ср.макс}}^{+\delta_{ср.макс}}\frac{x^2dx}{2\delta_{ср.макс}}=\frac{\delta^2_{ср.макс}}{3}=0{,}083e^{-2z_1}. \qquad (47)$$

Интенсивность спектра шума дискриминатора в области низких частот мало зависит от девиации частоты, т. е. от λ, поэтому дисперсия среднеквадратичной ошибки практически равна квадрату выражения (38), т. е. $\overline{\delta^2_{ср.кв}}=\delta^2_{ср.кв}$. Для нормального закона распределения мгновенного значения нестабильности частоты дисперсия ошибки согласно (44) приближенно равна:

$$\overline{\delta^2_{н.мгн}}\approx\left(\frac{1}{3}\,\delta_{н.макс}\right)^2=0{,}0278\left(\frac{\Delta f_{н.макс}}{f_D}\right)^2. \qquad (48)$$

В обобщенных параметрах ρ, γ и n величина квадрата результирующей ошибки $\delta^2_р$ (8) на основании формул (45), (47), (48) будет равна:

$$\delta^2_р=\left[\frac{0{,}083\,(1-e^{-0{,}5\rho^2/\gamma})^2}{\rho^2\,(\gamma-1-n)^2}+\frac{0{,}15\gamma e^{-0{,}543\rho^2/\gamma}}{(\gamma-1-n)^2}\right]+$$

$$+0{,}083e^{-\rho^2/\gamma}+0{,}0278\frac{n^2}{(\gamma-1-n)^2}. \qquad (49)$$

В формуле (49) первый (в квадратных скобках), второй и третий члены дают соответственно величины $\overline{\delta^2_{ср.кв}}$, $\overline{\delta^2_{ср}}$ и $\overline{\delta^2_{н.мгн}}$.

Из формулы (49) видно, что все члены, зависящие от ρ, уменьшаются с ростом ρ, но ведут себя по-разному с ростом γ, т. е. с увеличением входной полосы. Первое слагаемое первого члена и третий член убывает с ростом γ, а второе слагаемое первого члена и второй член возрастают. Очевидно, что для каждого удельного отношения сигнал/шум ρ существует оптимальное значение коэффициента широкополосности γ, которое обеспечивает мини-

мум результирующей ошибки на выходе $\delta_{р.мин}$. Величина $\gamma_{опт}$, соответствующая минимуму $\delta_р$ (49), находится из уравнения $d\delta_р/d\gamma = 0$, связывающего величины ρ, $\gamma_{опт}$ и n:

$$\frac{z_{1опт}e^{-1,085z_{1опт}}}{(1-e^{-z_{1опт}})^2}\left\{-\frac{\gamma_{опт}+n+1}{\gamma_{опт}-n-1}+1,085z_{1опт}+\right.$$

$$+\frac{1,14(\gamma_{опт}-1-n)^2 z_{1опт}e^{-2z_{1опт}}}{\gamma_{опт}e^{-1,085z_{1опт}}}-$$

$$\left.-\frac{0,382n^2}{(\gamma_{опт}-1-n)\,e^{-1,085z_{1опт}}}\right\}=\frac{0,57}{\gamma_{опт}}\left[\frac{1}{\gamma_{опт}-1-n}+\right.$$

$$\left.+\frac{z_{1опт}e^{-z_{1опт}}}{\gamma_{опт}(1-e^{-z_{1опт}})}\right], \qquad (50)$$

где $z_{1опт} = \rho^2/2\gamma_{опт}$.

Уравнение (50) является трансцендентным и не позволяет в общем случае получить аналитическую зависимость $\gamma_{опт} = \varphi(\rho, n)$. Решение уравнения удобно находить графически (или подбором).

В случае слабых помех, когда $z_{1опт} \gg 1$ (практически при $z_{1опт} > 8$) и $\gamma_{опт} \gg n$, величина $\gamma_{опт}$ определяется согласно (50) из уравнения

$$e^{-1,085z_{1опт}} = \frac{2,1}{\rho^4} + \frac{0,7n^2}{\rho^2}$$

в виде

$$\gamma_{опт} = \frac{0,543\rho^2}{-\ln\left[\frac{2,1}{\rho^4}+\frac{0,7n^2}{\rho^2}\right]}. \qquad (51)$$

Подставляя заданное значение ρ и найденную величину $\gamma_{опт}$ в формулу (49), получаем минимальную ошибку $\delta_{р.мин}$, которую можно иметь при данном ρ. При слабых помехах ($z_{1опт} \gg 1$) и малой нестабильности частоты ($n \approx 0$)

$$\delta_{р.мин} = \delta_{ср.кв.мин} = \left[\frac{0,083}{\rho^2(\gamma_{опт}-1)^2} + \frac{0,31\gamma_{опт}}{(\gamma_{опт}-1)^2\rho^4}\right]^{1/2}. \qquad (52)$$

Расчет показывает, что при $8 < \rho < 250$ (диапазон практического изменения этого параметра) зависимости $\gamma_{опт} =$

$=\varphi(\rho)$ (51) и $\delta_{\text{р.мин}}=\psi(\rho)$ (52) хорошо аппроксимируются функциями

$$\left.\begin{aligned}\gamma_{\text{опт}} &= 10^{-10+1,8\lg\rho};\\ \delta_{\text{р.мин}} &= 10^{+0,8-2,9\lg\rho}.\end{aligned}\right\} \qquad (53)$$

На рис. 10 приведены полученные зависимости $\gamma_{\text{опт}}$, $\gamma_{\text{р.мин}}$ и $z_{1\text{опт}}$ от ρ при различных значениях относительной не-

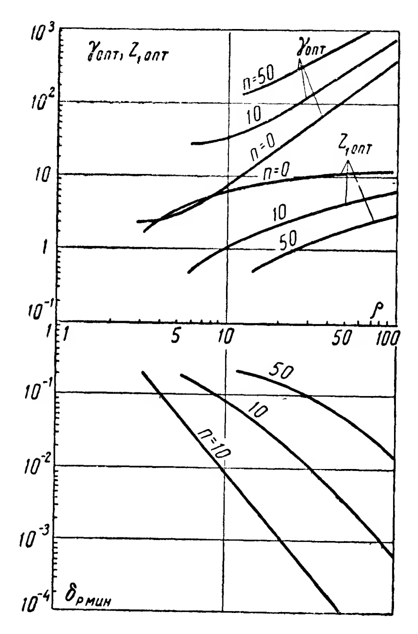


Рис. 10. Зависимость минимальной ошибки $\delta_{\text{р.мин}}$, $z_{\text{опт}}$ и $z_{1\text{опт}}$ от удельного отношения сигнал/шум ρ при различной относительной нестабильности несущей частоты

$$n=\frac{\Delta f_{\text{н}}}{F_m}.$$

стабильности частоты ($n=\Delta f_{\text{н}}/F_m=0$, 10, 50). Из рис. 10 видно, что с уменьшением значения ρ величина $\delta_{\text{р.мин}}$ возрастает, а значения $\gamma_{\text{опт}}$ и $z_{1\text{опт}}$ уменьшаются. Увеличение нестабильности частоты приводит к резкому возрастанию величин $\delta_{\text{р.мин}}$ и $\gamma_{\text{опт}}$ и уменьшению величины $z_{1\text{опт}}$.

Из полученных кривых видно, что величины ρ, $\gamma_{опт}$, $\delta_{р.мин}$ и $z_{1опт}$ связаны между собой однозначно, поэтому по одной заданной величине можно выбрать наилучшие (оптимальные) значения остальных. По известному удельному отношению сигнал/шум на входе ρ находится минимально возможная величина результирующей ошибки $\delta_р$, которую можно достичь, если выбрать оптимальный коэффициент широкополосности $\gamma_{опт}$. По заданной величине ошибки $\delta_р$ определяется оптимальный коэффициент широкополосности $\gamma_{опт}$ и минимально допустимые значения ρ и z_1 (т. е. $\rho_{мин}$ и $z_{1мин} = \rho^2_{мин}/2\gamma_{опт} = z_{1опт}$).

Согласно формуле (41) оптимальный индекс модуляции частоты будет равен:

$$m_{опт} = \frac{f_{Dопт}}{F_m} = \gamma_{опт} - 1 - n. \qquad (54)$$

Из рис. 10 видно, что минимально допустимое (для заданной ошибки) отношение сигнал/шум на выходе фильтра Φ_1 уменьшается с возрастанием заданной ошибки $\delta_р$. Так, например, при $n = 0$ для получения ошибки 10% необходимо иметь $z_{1мин} = 2{,}5$, а для ошибки 0,1% — $z_{1мин} = 9{,}0$.

На рис. 11 приведены зависимости ошибок $\delta_{ср.кв}$ и $\delta_{ср.макс}$ от γ в районе оптимального коэффициента широкополосности $\gamma_{опт}$ для трех фиксированных значений ρ ($\rho = 10$, 20 и 50) при $n = 0$.

Из рис. 11 видно, что при оптимальной полосе пропускания среднеквадратичная ошибка много больше средней, а при $\gamma > \gamma_{опт}$ средняя ошибка быстро возрастает и превышает среднеквадратичную. С ростом ρ значение полосы, при котором ошибка минимальна, становится менее резко выраженным.

Рис. 11. Изменение ошибок в зависимости от коэффициента широкополосности γ.

Так как величины ρ и $\gamma_{\text{опт}}$ связаны между собой однозначно, то для заданной величины γ можно определить значения $\rho = \rho^{**}$ и $U_{\text{ш1}}/U_{\text{с1}} = \sqrt{2\gamma}/\rho^{**}$, при которых заданный коэффициент широкополосности является оптимальным. На рис. 9,*а* и *б* значения ρ^{**} и $(U_{\text{ш1}}/U_{\text{с1}})^{**}$ отмечены кружками. Видно, что при $\gamma = \text{const}$ эти значения лежат на границе слабых и сильных помех. Таким образом, при оптимальных параметрах системы минимальная ошибка от помех (при высокой относительной стабильности частоты) получается на границе слабых и сильных помех.

Анализ показывает, что при невысокой относительной стабильности несущей частоты минимальная ошибка при оптимальных параметрах системы определяется в основном средней ошибкой за счет помех и ошибкой от нестабильности частоты.

8. УСЛОВИЯ РЕАЛИЗАЦИИ ОПТИМАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ

При проектировании системы телеизмерения могут быть заданы: 1) либо уровень сигнала, удельной помехи и быстродействие системы, 2) либо допустимая погрешность системы и быстродействие.

В первом случае по величине ρ определяются оптимальные параметры передачи, обеспечивающие минимальную ошибку. При слабых помехах оптимальная полоса достаточно велика и может быть легко реализована на практике. При сильных помехах оптимальные полосы малы и их реализация встречает ряд трудностей, связанных в основном с нестабильностью параметров аппаратуры приемного устройства (дискриминатора, фильтров и т. п.). При заданной величине ρ увеличение стабильности частоты передатчика может существенно повысить помехоустойчивость системы. Для частотных систем небольшие отклонения от оптимальной полосы вызывают медленное возрастание ошибки (рис. 11), особенно при слабых помехах, когда оптимум полосы выражен менее резко, чем при сильных помехах. В связи с этим в некоторых случаях может быть обеспечена необходимая помехоустойчивость системы и при работе ее с неоптимальной полосой пропускания. Расчет помехоустойчивости системы с $\gamma \neq \gamma_{\text{опт}}$ производится по общей формуле для $\delta_{\text{р}}$ (49), справедливой для любого γ.

Во втором рассматриваемом случае проектировщику неизвестен уровень сигнала и помехи, а задана допустимая ошибка в системе δ_p и быстродействие.

Оптимальный коэффициент широкополосности следует выбирать в этом случае по кривым рис. 10 по величине ошибки в расчете на наихудший случай, т. е. на минимальный сигнал или максимальную дальность передачи. Для системы с низким быстродействием (T_0 велико) оптимальные полосы частот будут при этом малы, причем тем меньше, чем ниже быстродействие (так как $\Delta f_1 = \gamma / T_0$, где $\gamma = \varphi(\delta_p) = \text{const}$). Таким образом, с уменьшением быстродействия (с ростом T_0) увеличиваются трудности в реализации оптимальной полосы. Следует заметить, однако, что рост T_0 всегда повышает помехоустойчивость системы, даже при неоптимальных ее параметрах. Если при этом одновременно с уменьшением быстродействия сужается и полоса пропускания входного фильтра вплоть до оптимальной, то это приводит к еще более быстрому уменьшению ошибки с ростом T_0. Работа системы при неоптимальных параметрах не только ухудшает помехоустойчивость системы, но и изменяет характер зависимости ошибки от удельного отношения сигнал/шум (рис. 9,*б*).

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ТЕЛЕИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЧМ—ЧМ ПРИ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХАХ

Рассмотрим помехоустойчивость N-канальной системы ЧМ—ЧМ, в каждом канале которой в соответствии с изменением своего передаваемого параметра λ_i изменяется поднесущая частота, присвоенная этому каналу. Все N поднесущих частот совместно модулируют по частоте несущую частоту передатчика. Сигнал на входе приемника определяется в этом случае выражением (18).

Приемное устройство системы ЧМ—ЧМ (рис. 4,*б*) состоит из двух частей, каждая из которых подобна одноканальному ЧМ приемнику. Анализ второй части приемника ничем не отличается от анализа одноканального

приемника, для этого необходимо только знать отношение сигнал/шум z_2 на выходе фильтра Φ_2. Здесь справедливы и все выводы, сделанные ранее об оптимальных параметрах ЧМ приемника.

Особенностью анализа первой части приемника является то, что выходным сигналом его является вспомогательная поднесущая частота. Оптимальные параметры этой части находятся по отношению сигнал/шум на выходе фильтра Φ_2, необходимому для получения заданной ошибки на выходе. Очевидно, что оптимальные параметры всего приемника системы ЧМ—ЧМ могут быть получены на основании совмещения результатов анализа первой и второй частей приемника. Могут быть построены суммарные зависимости оптимальной полосы пропускания входного фильтра, минимально допустимого значения сигнал/шум на входе приемника и оптимальных индексов модуляции канала несущей и поднесущей частот от заданной ошибки на выходе.

Анализ помехоустойчивости систем ЧМ—ЧМ проведем при использовании широкополосного дискриминатора и одновременной передачи информации по всем N каналам.

9. ОШИБКИ ОТ ПОМЕХ И НЕСТАБИЛЬНОСТИ ПОДНЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ

Если амплитуда девиации несущей частоты за счет поднесущей i-го канала равна $\omega_{Di}=2\pi f_{Di}$, то мощность сигнала поднесущей этого канала на выходе дискриминатора $ЧД_н$ (рис. 4,б) с учетом подавления сигнала шумом будет равна [Л. 22]:

$$Q_{c_2 i}=\frac{\omega_{Di}^2\,(1-e^{-z_1})^2}{2}, \tag{55}$$

где $z_1=(U_{c1}/U_{ш1})^2$ — отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе фильтра Φ_1. Для определения максимального значения ω_{Di} в N-канальной системе может быть использовано выражение

$$\omega_{Di}=\frac{A_N}{N}\,\omega_D, \tag{56}$$

где A_N — коэффициент, зависящий от времени, в течение которого допускается перемодуляция, получающаяся в результате сложения всех поднесущих, $\omega_D=2\pi f_D$ — максимальная девиация несущей частоты (при которой начинается перемодуляция).

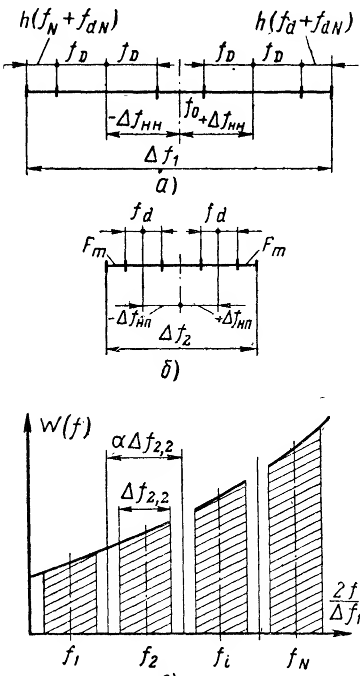


Рис. 12. Частотные диапазоны в канале несущей (*а*) и поднесущей (*б*) частот и энергетический спектр шума (*в*) на выходе частотного дискриминатора несущей в системе ЧМ—ЧМ.

Анализ переходных помех, возникающих вследствие перемодуляции [Л. 13], показывает, что в канале несущей частоты системы ЧМ—ЧМ допустимый уровень нелинейных переходных помех имеет порядок 10% (по напряжению), при этом погрешность системы от переходных помех при сильном сигнале не превышает 5% от погрешности за счет воздействия флуктуационных помех. Коэффициент A_N в формуле (56) можно в этом случае принять равным: $A_N \approx 0{,}8\sqrt{N}$ (для $N>3\div5$).

Для определения мощности шума на выходе фильтра Φ_2 i-го канала системы ЧМ—ЧМ необходимо проинтегрировать энергетический спектр шума $W(f)$ на выходе дискриминатора $ЧД_н$ в пределах полосы данного канала (рис. 12,*в*).

В многоканальных системах полоса канала поднесущей частоты Δf_{2i} обычно много меньше средней частоты канала f_i, поэтому интегрирование может быть заменено умножением спектра шума, соответствующего средней частоте i-го канала, $W(f_i)$ на полосу этого канала, т. е.

$$Q_{шi} = \int_{f_i-\Delta f_{2i}/2}^{f_i+\Delta f_{2i}/2} W(f)\,df \approx W(f_i)\,\Delta f_{2i}. \qquad (57)$$

Согласно формулам (55) и (57) отношение мощности сигнала поднесущей к мощности шума на выходе фильтра Φ_2 i-го канала будет равно:

$$z_{2i} = \left(\frac{Q_c}{Q_ш}\right)_{2i} = \frac{[2\pi^2 f_D^2 (1 - e^{-z_1})^2 \left(\frac{A_N}{N}\right)^2}{W(f_i)\,\Delta f_{2i}}, \tag{58}$$

где спектр $W(f_i)$ определяется по формуле (37). При модуляции несущей частоты сложным модулирующим сигналом необходимая ширина полосы частот приемника Δf_1 (без учета нестабильности частоты) определяется по формуле (39), где $F_{макс}$ — наивысшая частота сложного модулирующего сигнала, подлежащего передаче. Согласно формуле (39) для системы ЧМ — ЧМ максимальная девиация несущей частоты f_D с учетом нестабильности ее частоты выбирается равной (рис. 12,*а*):

$$f_D = \frac{\Delta f_1}{2} - h\,(f_N + f_{dN}) - \Delta f_{н.н}; \tag{59}$$

здесь f_N — средняя частота наивысшей поднесущей (когда $i=N$); f_{dN} — максимальная девиация ее частоты; $\Delta f_{н.н}$ — максимальная нестабильность несущей частоты передатчика (относительного среднего значения f_0).

Зная отношение сигнал/шум на выходе фильтра Φ_2, можно определить, используя формулы, полученные в гл. 2, величины среднеквадратичной и средней ошибки от помех и ошибку от нестабильности поднесущей частоты.

Имеем для i-го канала системы ЧМ — ЧМ:

$$\delta_{ср.кв} = \left[\frac{0,083\,(1 - e^{-z_{2i}})^2}{z_{2i}} \left(\frac{F_{mi}}{\Delta f_{2i}}\right)^3 + 0,073 e^{-1,085 z_{2i}} \left(\frac{F_{mi}}{\Delta f_{2i}}\right)\right]^{1/2} \frac{\Delta f_{2i}}{f_{di}}; \tag{60}$$

$$\delta_{ср} = -0,5\lambda e^{-z_{2i}}; \tag{61}$$

$$\delta_{н.мгн} = \frac{\Delta f_{н.п.мгн}}{2 f_{di}}; \tag{62}$$

здесь величина z_{2i} определяется по формуле (58); Δf_{2i} — полоса фильтра Φ_2 i-го канала; f_{di} — максимальная девиация поднесущей частоты f_i; F_{mi} — полоса частот передаваемого по i-му каналу параметра λ (полоса фильтра Φ_{3i}); $\Delta f_{\text{н.п.мгн}}$ — текущее (мгновенное) значение нестабильности поднесущей частоты f_i.

Максимальная девиация поднесущей частоты f_{di} с учетом нестабильности ее частоты при $h=1$ определяется по формуле (рис. 12,*б*)

$$f_{di} = \frac{\Delta f_{2i}}{2} - F_{mi} - \Delta f_{\text{н.п}}, \tag{63}$$

где $\Delta f_{\text{н.п}}$ — максимальная нестабильность поднесущей частоты.

При слабых помехах, когда вторыми слагаемыми в формулах (37) и (60) можно пренебречь, среднеквадратичная ошибка (60) будет равна:

$$\delta_{\text{ср.кв}} = \frac{0{,}41}{\sqrt{z_1}} \left(\frac{N}{A_N}\right) \left(\frac{F_{mi}}{\Delta f_1}\right)^{1/2} \left(\frac{f_i}{f_D}\right) \left(\frac{F_{mi}}{f_{di}}\right). \tag{64}$$

10. ОПТИМАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ СИСТЕМЫ ЧМ—ЧМ

Для определения оптимальных параметров системы ЧМ — ЧМ целесообразно ввести обобщенные параметры, характеризующие удельные отношения сигнал/шум и относительные полосы пропускания для канала несущей и поднесущей частоты и всего приемника (рис. 4,*б*):

$$\rho = \left(\frac{U_{c1}}{U_{ш1}}\right)_{F_m} = \frac{U_{c1}}{\sigma_1 \sqrt{F_m}}; \quad \rho_1 = \left(\frac{U_{c1}}{U_{ш1}}\right)_{\Delta f_2} =$$

$$= \frac{U_{c1}}{\sigma_1 \sqrt{\Delta f_2}}; \quad \rho_2 = \left(\frac{U_{c2}}{U_{ш2}}\right)_{F_m} = \frac{U_{c2}}{\sigma_2 \sqrt{F_m}};$$

$$\gamma = \frac{\Delta f_1}{2F_m}; \quad \gamma_1 = \frac{\Delta f_1}{2\Delta f_2}; \quad \gamma_2 = \frac{\Delta f_2}{2F_m}; \tag{65}$$

здесь σ_1 и σ_2 — удельные напряжения шума на выходе фильтров Φ_1 и Φ_2 соответственно; γ_1, γ_2, γ — коэффициенты широкополосности соответственно для канала несущей, поднесущей и всего приемника. Полагаем, что для всех N каналов $\Delta f_{2i} = \Delta f_2 = \text{const}$, $F_{mi} = F_m = \text{const}$ и $f_{di} = f_d = \text{const}$.

Введем дополнительные обобщенные параметры, необходимые в дальнейшем:

$$\left.\begin{aligned} \mu_i=\frac{f_i}{\Delta f_2};\ k_i=\frac{f_i+f_d}{\Delta f_2}=\mu_i+\frac{1}{2}; \\ k_i^*=\frac{f_i+f_d+\Delta f_{\text{н.н}}}{\Delta f_2}=k_i+n_1; \\ N=\frac{f_N+f_d}{\alpha\Delta f_2}=\frac{k_N}{\alpha}, \end{aligned}\right\} \quad (66)$$

где $\alpha\Delta f_2$ — полоса канала поднесущей частоты с учетом межканальных защитных интервалов ($\alpha \geqslant 1$); $n_1=\Delta f_{\text{н.н}}/\Delta f_2$; $n_2=\Delta f_{\text{н.п}}/F_m$; $n_0=\Delta f_{\text{н.п}}/F_m$ — относительные нестабильности частоты соответственно для канала несущей, поднесущей и всего приемника. Очевидно, что для последнего канала (с наивысшей поднесущей) $k_i^*=k_N^*=$ $=\alpha N+n_1$.

Из выражений (65) и (66) следует, что

$$\left.\begin{aligned} \gamma=2\gamma_1\gamma_2;\ \rho=\sqrt{2}\rho_1\sqrt{\gamma_2};\ n_1=\frac{n_0}{2\gamma_2}; \\ z_1=\frac{U_{c1}^2}{\sigma_1^2\Delta f_1}=\frac{\rho_1^2}{2\gamma_1}=\frac{\rho^2}{2\gamma};\ z_2=\frac{\rho_2^2}{2\gamma_2}. \end{aligned}\right\} \quad (67)$$

Определим сначала оптимальные параметры первой части приемника (канала несущей частоты) по критерию сигнал/шум на выходе второго фильтра Φ_2 с учетом нестабильности несущей частоты.

Анализ показывает, что, как и в одноканальной системе ЧМ, для каждого удельного отношения сигнал/шум ρ_1 на выходе первого фильтра Φ_1 существует свое оптимальное значение коэффициента широкополосности $\gamma_{1\text{опт}}$, которое обеспечивает максимум отношения сигнал/шум $z_{2\,\text{макс}}$ на выходе второго фильтра Φ_2. Согласно формуле (58) для i-го канала системы ЧМ — ЧМ выражение для $\xi_i=1/z_{2i}$ через обобщенные параметры ρ_1, γ_1, k^*_N и μ_i будет иметь вид:

$$\xi_i=\frac{1}{z_{2i}}=\frac{2\mu_i^2}{(\gamma_1-hk_N^*)^2\rho_1^2\left(\frac{A_N}{N}\right)^2}+$$

$$+\frac{1,18\gamma_1 e^{-\frac{0,513\rho_1^2}{\gamma_1}}}{(\gamma_1-hk_N^*)^2\left(1-e^{-\frac{0,5\rho_1^2}{\gamma_1}}\right)^2\left(\frac{A_N}{N}\right)^2}. \quad (68)$$

Величина $\gamma_{1опт}$, соответствующая максимуму z_{2i} (минимуму ξ_i), находится из уравнения $\frac{d\xi_i}{d\gamma_1}=0$, имеющего вид:

$$\frac{z_{1опт}e^{-1,085z_{1опт}}}{(1-e^{-z_{1опт}})^2}\left[-\frac{\gamma_{1опт}+hk^*_N}{\gamma_{1опт}-hk^*_N}+1,085z_{1опт}+\right.$$

$$\left.+\frac{2z_{1опт}e^{-z_{1опт}}}{1-e^{-z_{1опт}}}\right]=\frac{1,7\mu_i^2}{\gamma_{1опт}(\gamma_{1опт}-hk^*_N)}, \quad (69)$$

где $z_{1опт}=\rho_1^2/2\gamma_{1опт}$.

Уравнение (69) является трансцендентным. Решение $\gamma_{1опт}=\psi(\rho_1,\ k^*_N,\ \mu_i,\ h)$ удобно находить графически (или подбором). При слабых флуктуационных помехах, когда $z_{1опт}\gg 1$ и выполняется соотношение $\gamma_{1опт}\gg k^*_N$, величина $\gamma_{1опт}$ согласно (69) определяется из уравнения

$$e^{-1,085z_{1опт}}=\frac{6,25\mu_i^2}{\rho_1^4}. \quad (70)$$

Подставляя заданное значение ρ_1 и величину $\gamma_{1опт}$, найденную из уравнения (69), в формулу (68), получаем максимальное отношение сигнал/шум $z_{2i\,макс}$, которое можно иметь при данном значении ρ_1.

На рис. 13 приведена полученная из уравнения (69) зависимость $\gamma_{1опт}$ от ρ_1 для последнего (наивысшего) канала (когда $i=N$, а $\mu_N=\alpha N-1/2$) N-канальной системы ЧМ—ЧМ при различном числе каналов ($\alpha N=1,\ 10,\ 50$) и различной относительной нестабильности несущей частоты ($n_1=0$ и 10). Кривые построены при коэффициенте h, равном единице (сплошные линии) и нулю (пунктирные линии). На том же рисунке штрих-пунктирной линией изображена зависимость $\frac{z_{2макс}}{(A_N/N)^2}$ от ρ_1, полученная по формуле (68) при $\gamma_1\doteq\gamma_{1опт}$, малой нестабильности несу-

щей частоты ($n_1 \ll \alpha N$) и $h=1$. Из рис. 13 видно, что с уменьшением значения ρ_1 величина $\gamma_{1опт}$ и $z_{2макс}= =\psi(\rho_1, \gamma_{1опт})$ также уменьшаются. Нестабильность несущей частоты приводит к увеличению $\gamma_{1опт}$ и уменьшению $z_{2макс}$. В области малых значений ρ_1 оптимальная полоса

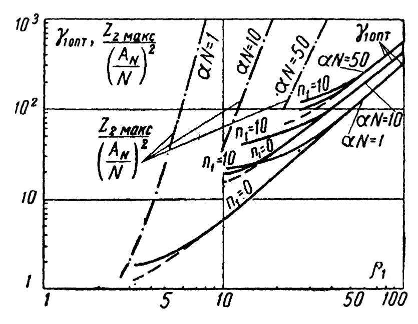


Рис. 13. Зависимость оптимального коэффициента широкополосности канала несущей частоты $\gamma_{1опт}$ и максимального отношения сигнал/шум на выходе фильтра Φ_2 от параметра ρ_1.

пропускания имеет меньшее значение при большей величине допускаемых нелинейных искажений сигнала (при $h=0$).

Из формулы (69) и рис. 13 видно, что в общем случае величина $\gamma_{1опт}$ зависит от значений μ_i и $k^*_N= =\alpha N+n_1$, т. е. от номера канала i, для которого определяется оптимальная полоса, числа каналов N и относительной нестабильности несущей частоты n_1, и не зависит от значения коэффициента A_N/N, определяющего амплитуду девиации несущей частоты отдельной канальной поднесущей. Оптимальная полоса пропускания для i-го канала увеличивается с ростом общего числа каналов N (или максимальной частоты поднесущей) и относительной нестабильности несущей частоты. Наибольшую оптимальную полосу имеет последний (наивысший) канал.

Из формулы (70) видно, что для слабых помех величина $\gamma_{1опт}$ зависит только от номера канала i, увеличиваясь с ростом i. Из полученных кривых рис. 13 видно, что величины ρ_1, $\gamma_{1опт}$, z_1 и $z_{2макс}$ связаны между собой

однозначно, и по заданной величине z_2 можно определить оптимальные параметры канала несущей частоты $\left(\rho_{1мин},\ \gamma_{1опт}\right.$ и $\left.z_{1мин}=\frac{\rho_{1мин}^2}{2\gamma_{1опт}}=z_{1опт}\right)$, при которых эта величина отношения сигнал/шум (z_2) может быть получена.

Зная относительную нестабильность несущей частоты n_1 и оптимальный коэффициент широкополосности $\gamma_{1опт}$, находим оптимальный индекс модуляции в канале несущей частоты $m_{1опт}$. Согласно формуле (59)

$$m_{1опт}=\frac{f_{Dопт}}{f_N+f_{dN}}=\frac{\gamma_1}{k_N}-h-\frac{n_1}{k_N}. \tag{71}$$

Так как вторая часть приемника ЧМ — ЧМ ничем не отличается от приемника ЧМ, ее оптимальные параметры определяются по формулам и кривым гл. 2. Согласно принятым обозначениям для системы ЧМ—ЧМ параметры канала поднесущей частоты в данной главе имеют индекс два, т. е. ρ_2, γ_2, z_2, m_2.

Во многих случаях бывают заданы не величины ρ_1 и z_1, а результирующая ошибка на выходе данного канала $\delta_р$. Совмещая результаты анализа первой и второй части приемника, можно определить оптимальные параметры всего приемника (всей системы ЧМ—ЧМ), т. е. по заданной ошибке $\delta_р$ и быстродействию системы $T_0=1/2F_m$ найти необходимые для обеспечения этой ошибки величины: минимальное удельное отношение сигнал/шум $\rho_{мин}$ на выходе первого фильтра Φ_1, оптимальный коэффициент широкополосности всего приемника $\gamma_{опт}$ и оптимальные индексы модуляции для канала несущей $m_{1опт}$ и поднесущей $m_{2опт}$ частоты. Для получения зависимостей $\rho_{мин}$, $\gamma_{опт}$, $m_{1опт}$ и $m_{2опт}$ от результирующей ошибки задаются рядом значений $\delta_р$. По заданной величине ошибки $\delta_р$ определяем величины $\gamma_{2опт}$ и $z_{2опт}=z_2$ (рис. 10) и по величине $z_2/(A_N/N)^2$ (рис. 13) находим значения ρ_1 и $\gamma_{1опт}$ (для заданного числа каналов N и нестабильности несущей частоты n_1), при которых можно обеспечить эту величину z_2. Значения $\rho_{мин}$, $\gamma_{опт}$, $m_{1опт}$ и $m_{2опт}$, соответствующие заданной ошибке $\delta_р$, определяются по формулам (54), (67) и (71).

На рис. 14,*а* и *б* приведены зависимости $\rho_{мин}$, $\gamma_{опт}$, $m_{1опт}$ и $m_{2опт}$ от величины ошибки $\delta_р$, полученные для последнего (наивысшего) канала N-канальной системы ЧМ—ЧМ при различном числе каналов ($N=1$, 10, 50)

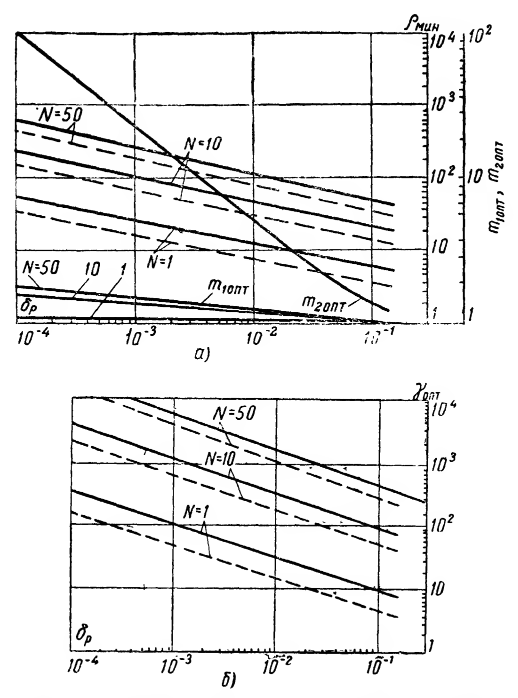


Рис. 14. Зависимости от заданной ошибки на выходе $\delta_р$.

а — минимально допустимого удельного отношения сигнал/шум на выходе фильтра Φ_1 ($\rho_{мин}$) и оптимальных индексов модуляции канала несущей ($m_{1опт}$) и поднесущей ($m_{2опт}$) частот; *б* — оптимального коэффициента широкополосности всего приемника $\gamma_{опт}$ при величине $h=1$ (сплошные линии) и $h=0$ (пунктир).

и малой относительной нестабильности несущей и поднесущей частоты ($n_1 \ll \alpha N$; $n_2 \ll 1$). Кривые получены при $\alpha=1$ и коэффициенте h в формуле (59), равном единице (сплошные линии) и нулю (пунктирные линии). Из рис. 14,*а* и *б* видно, что с увеличением числа каналов системы N возрастают величины $\rho_{мин}$ и $\gamma_{опт}$, т. е. минимальное удельное отношение сигнал/шум на входе приемника

и оптимальный коэффициент широкополосности. Величина $\gamma_{опт}$ возрастает с ростом N приближенно по линейной зависимости; а величина $\rho_{мин}$ — более медленно, чем линейная. Оптимальный индекс модуляции для канала несущей частоты $m_{1опт}$ мало зависит от числа каналов N (при большом N) и возрастает приближенно линейно с уменьшением результирующей ошибки в пределах от 1 до 1,6 (при изменении ошибки δ_p от 10 до 0,1%). Из рис. 14,*а* и *б* видно, что увеличение погрешности системы от нелинейных искажений за счет ограничения полосы частот частотно-модулированного колебания (при переходе от $h=1$ к $h=0$) позволяет уменьшить необходимую величину $\rho_{мин}$ и $\gamma_{опт}$ (приблизительно в 2 раза).

Следует отметить, что в ряде работ (например, в [Л. 9]), посвященных анализу частотных систем ЧМ — ЧМ, предлагается выбирать параметры передачи этих систем, исходя из порогового отношения сигнал/шум на входе приемника, равного восьми (по мощности), вне зависимости от погрешности передачи. Как показано в данной работе, оптимальное отношение сигнал/шум на входе зависит от допустимой погрешности в передаче сообщения, поэтому выбор параметров передачи только по постоянному пороговому отношению является весьма приближенным. При выборе параметров на основе оптимальных соотношений ρ, γ и δ_p та же дальность передачи может быть обеспечена при меньшей мощности сигнала на входе, чем при пороговом методе.

Расчет показывает, что при реальных величинах ошибки на выходе (0,1—10%) оптимальное отношение сигнал/шум на входе приемника (z_1) и на выходе второго фильтра (z_2) обычно меньше восьми. Полученные в связи с этим оптимальные значения полос пропускания фильтров Φ_1 и Φ_2 и индексов модуляции несущей и поднесущей частот имеют большее значение, чем полученные на основании расчета по постоянному пороговому отношению ($z_1=8$).

Анализ систем ЧМ и ЧМ — ЧМ позволяет провести сравнение по помехоустойчивости и эффективности (занимаемой полосе частот) N-канальной системы ЧМ—ЧМ с N одноканальными системами ЧМ с учетом нестабильности несущей и поднесущей частот при оптимальных параметрах. Сравнение проводится при условии равен-

ства мощности передатчика N-канальной системы ЧМ — ЧМ и мощности N-передатчиков одноканальных систем ЧМ. Анализ показывает [Л. 20], что при малой относительной нестабильности несущей и поднесущей частот N одноканальных систем ЧМ обладает лучшей помехоустойчивостью и эффективностью, чем N-канальная система ЧМ — ЧМ (при $N \geqslant 1$). В случае абсолютной стабильности частот эквивалентный выигрыш по мощности в диапазоне ошибок 0,1—10% возрастает в 2—4 раза.

При существенной относительной нестабильности несущей частоты в обеих системах, когда максимальная нестабильность частоты в 5 — 10 раз превышает максимальную частоту передаваемого параметра $\left(n_0 = \frac{\Delta f_{\text{нн}}}{F_m} > 5 \div 10\right)$, а стабильность поднесущей частоты высока, система ЧМ — ЧМ становится по помехоустойчивости и эффективности лучше N систем ЧМ.

На основании проведенного в гл. 2 и 3 анализа могут быть сделаны следующие основные выводы.

При высокой стабильности частоты основную ошибку измерения при слабых помехах составляет среднеквадратичная ошибка, а при сильных помехах — средняя.

В одноканальной системе ЧМ и многоканальной системе ЧМ — ЧМ существуют оптимальные соотношения между полосой частот, занимаемой сигналом (и соответствующей девиацией частоты), быстродействием и точностью. Для каждого соотношения уровня сигнала, удельной помехи, быстродействия и заданной величины нестабильности частоты существует оптимальное значение коэффициента широкополосности $\gamma_{\text{опт}}$, которое обеспечивает минимум результирующей ошибки $\delta_{\text{р}}$ за счет помех и нестабильности частоты. Выбор оптимальных параметров передачи (коэффициентов широкополосности и оптимальных индексов модуляции несущей и поднесущей частоты) может производиться как по критерию минимальной ошибки, так и по критерию минимума мощности сигнала. С ростом нестабильности частоты величина оптимальных параметров передачи существенно возрастает.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ОДНОКАНАЛЬНОЙ ТЕЛЕИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЧМ ПРИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХАХ

В данной главе рассматривается помехоустойчивость системы ЧМ (блок-схема приемного устройства которой приведена на рис. 4,*а*) при воздействии на нее последовательности случайных во времени импульсных помех (с постоянной или случайной амплитудой).

Полагаем при анализе, что: 1) импульсные помехи, действующие на входе первого фильтра Φ_1, кратковременны (но с большой энергией) или имеют вид скачка постоянного напряжения; 2) имеет место нормализация выходного напряжения помехи; 3) нестабильность частоты сигнала мала, и ее можно не учитывать.

Для определения среднеквадратичной и средней ошибок необходимо знать энергетический спектр последовательности импульсных помех на выходе дискриминатора $W(\omega)$. Для нахождения этого спектра требуется определить на выходе дискриминатора напряжение отдельной импульсной помехи и ее спектральную плотность.

11. НАПРЯЖЕНИЕ ОТДЕЛЬНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ НА ВЫХОДЕ ШИРОКОПОЛОСНОГО ДИСКРИМИНАТОРА

Пусть на вход фильтра Φ_1 (рис. 4,*а*) поступает синусоидальный сигнал с амплитудой $U_{\text{сп}}$, частота которого линейно зависит от передаваемого параметра λ:

$$u_{\text{с}} = U_{\text{сп}} \cos \left[\omega_0 t + \omega_D \int \lambda(t)\, dt + \varphi_0\right], \qquad (72)$$

где φ_0 — фаза несущей частоты в момент действия импульсной помехи (при $t=0$), и одновременно действует импульсная помеха с амплитудой $U_{\text{п}}$. При кратковременной помехе ($\omega_0 \tau_{\text{п}} \leqslant 1$) (рис. 15,*б*) или в виде скачка напряжения (рис. 15,*в*) реакция помехи $u_{\text{п}}$ на выходе фильтра Φ_1 представляет затухающие колебания с частотой, равной средней частоте входного фильтра ω_0 и огибающей $B(t)$ (рис. 15,*г*), форма которой зависит от вида частотной характеристики фильтра Φ_1:

$$u_{\text{п}} = B(t) \cos \omega_0 t. \qquad (73)$$

При гауссовой (колокольной) характеристике

$$C(\omega) = e^{-\frac{\pi}{2}\frac{(\omega-\omega_0)^2}{\Delta\omega_1^2}} \qquad (74)$$

(где $\Delta\omega_1 = 2\pi\Delta f_1$, а Δf_1 — полная энергетическая полоса фильтра Φ_1) огибающая напряжения помехи $B(t)$ на

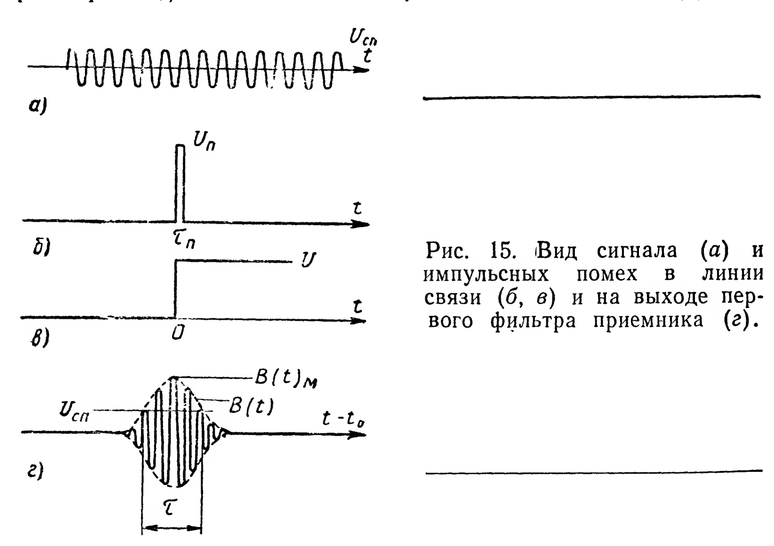


Рис. 15. Вид сигнала (*а*) и импульсных помех в линии связи (*б*, *в*) и на выходе первого фильтра приемника (*г*).

выходе фильтра Φ_1 имеет форму гауссовой кривой и определяется по формуле [Л. 11]

$$B(t) = B(t)_м\, e^{-\beta^2(t-t_0)^2} = \frac{\sqrt{8}}{\pi} U_п \left(\frac{\Delta\omega_1}{2\omega_0}\right) e^{-\frac{2}{\pi}\frac{\Delta\omega_1^2}{4}(t-t_0)^2}; \qquad (75)$$

здесь t_0 — время группового запаздывания (в дальнейшем его учитывать не будем).

Результирующее напряжение от полезного сигнала и импульсной помехи на выходе фильтра Φ_1 будет равно (при $\lambda = \text{const}$):

$$u_р = u_с + u_п = U_{с.п}\cos[(\omega_0 + \lambda\omega_D)t + \varphi_0] +$$

$$+ B(t)\cos\omega_0 t = S\cos[\omega_0 t + \psi(t)], \qquad (76)$$

а фаза результирующих колебаний

$$\psi(t) = \operatorname{arctg} \frac{U_{\text{с.п}} \sin(\lambda\omega_D t + \varphi_0)}{B(t) + U_{\text{с.п}} \cos(\lambda\omega_D t + \varphi_0)}. \qquad (77)$$

Отклонение частоты результирующих колебаний от средней частоты фильтра ω_0 определяется производной функции $\psi(t)$ по времени, т. е. $d\psi/dt$, а отклонение частоты этого колебания от частоты полезного сигнала (равной $\omega + \lambda\omega_D$) определяется выражением $\Delta\omega_{\text{р}}(t) = \frac{d\psi}{dt} - \lambda\omega_D$.

Дифференцируя, получаем:

$$\Delta\omega_{\text{р}}(t) = \frac{-\frac{dk}{dt}\sin\nu}{1 + k^2 + 2k\cos\nu} - \lambda\omega_D \frac{k^2 + k\cos\nu}{1 + k^2 + 2k\cos\nu}, \qquad (78)$$

где $k = k(t) = \frac{B(t)}{U_{\text{сп}}}$ — отношение огибающей напряжения импульсной помехи к амплитуде сигнала на выходе фильтра Φ_1; $\nu = \lambda\omega_D + \varphi_0$.

Величина k имеет максимальное значение (обозначаемое $k_{\text{м}}$), когда огибающая импульсной помехи достигает амплитудного значения (при $t - t_0 = 0$), т. е. $k_{\text{м}} = B(t)_{\text{м}}/U_{\text{сп}}$.

При идеальном ограничителе напряжение импульсной помехи на выходе широкополосного дискриминатора (при $D = 1$) согласно (27а) будет равно:

$$U_{\text{д.п}} = \Delta\omega_{\text{р}}(t). \qquad (79)$$

Формулы (78) и (79) справедливы при любом уровне импульсных помех на входе приемника.

12. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ СПЕКТР ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ НА ВЫХОДЕ ДИСКРИМИНАТОРА

а) При слабых помехах ($k_{\text{м}} < 1$)

Энергетический спектр последовательности случайных (хаотических) импульсов на выходе дискриминатора имеет вид [Л. 10]:

$$W(\omega) = 2m|F(m)|^2, \qquad (80)$$

где $|F(\omega)|$ — модуль спектральной плотности отдельного импульса помехи, m — среднее число импульсных помех в 1 *сек*.

Спектральная плотность отдельного импульса помехи $F(\omega)$ определяется по формуле

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} U_{\text{д.п}}(t)\, e^{-i\omega t}\, dt. \tag{81}$$

При слабых помехах, когда амплитуда импульсных помех на выходе фильтра Φ_1 меньше амплитуды сигнала ($k_\text{м} < 1$), дробные выражения в (78) можно разложить в простые ряды и, подставив выражение $U_\text{д.п}$ (79) в (81), определить аналитическое выражение для $F(\omega)$ [Л. 18].

Анализ показывает, что при гауссовой форме огибающей помехи на выходе фильтра Φ_1 и $k_\text{м} < 1$ импульсные помехи на выходе дискриминатора всегда имеют двуполярную форму с нулевым средним значением и спектральную плотность $F(\omega)$, линейно возрастающую в достаточно широкой области низких частот (рис. 16,*в* и *г*, $\Delta\omega_\text{р}(t) = d\beta/dt$).

Выражение для энергетического спектра импульсных помех $W(\omega)$ в области низких частот (приближенно $\omega < 0{,}1\Delta\omega_1$) имеет вид [Л. 18]:

$$W(\omega) = 2m \frac{\pi^2 k_\text{м}^2\, \omega^2}{\Delta\omega_1^2}. \tag{82}$$

Можно показать, что если импульсные помехи на входе приемника имеют случайную амплитуду, но $k_\text{м} < 1$, для нахождения $W(\omega)$ необходимо определить среднее значение квадрата величины $k_\text{м}$, т. е. $\overline{k}^2_\text{м}$. Так как спектр слабых импульсных помех на нулевой частоте равен нулю ($F(\omega) = 0$), то и постоянная составляющая последовательности импульсных помех на выходе дискриминатора равна нулю. В связи с этим при равновероятном значении фазового угла φ_0 формула (82) справедлива как при случайном, так и при периодическом следовании импульсных помех.

б) При сильных помехах ($k_\text{м} > 1$)

При сильных импульсных помехах дроби в (78) нельзя разложить в ряд и точное выражение для спектральной плотности можно получить только сложным чис-

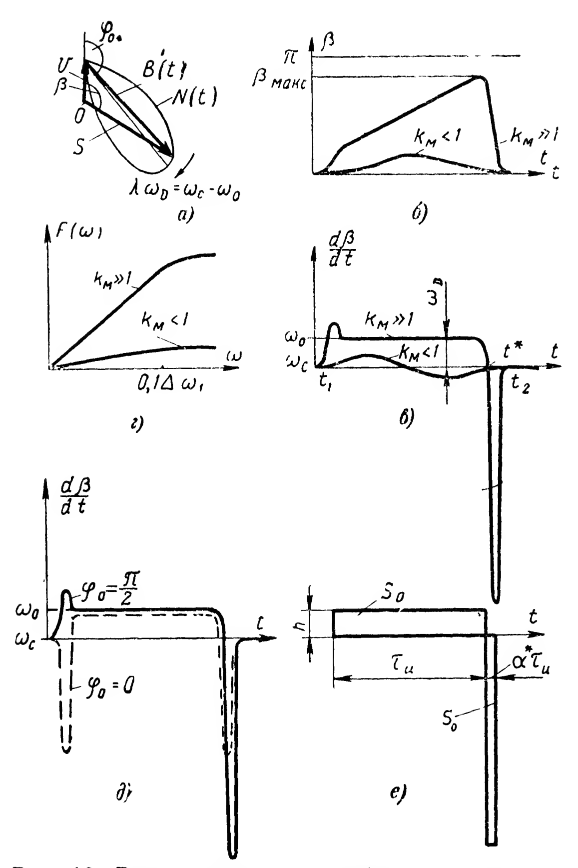


Рис. 16. Результирующее колебание сигнала и импульсной помехи на выходе первого фильтра в случае, когда начало вектора сигнала (точка *0*) не попадает внутрь траектории, описываемой вектором помехи (*а*); временные зависимости фазы (*б*); частоты (*в*); спектральная характеристика (*г*).

ленным интегрированием. Однако выражение для спектра может быть получено также приближенным, но более простым способом из анализа векторных диаграмм сложения сигнала и импульсной помехи на выходе фильтра Φ_1 (рис. 16 и 17).

Величина $F(\omega)$ может быть получена путем определения площадей положительной и отрицательной части

импульсной помехи на выходе дискриминатора. Известно, что в области низких частот спектральная плотность однополярного импульса равномерна и пропорциональна его площади, а двуполярного с равными площадями положительной и отрицательной частей имеет треугольную форму спектра с крутизной, пропорциональной пло-

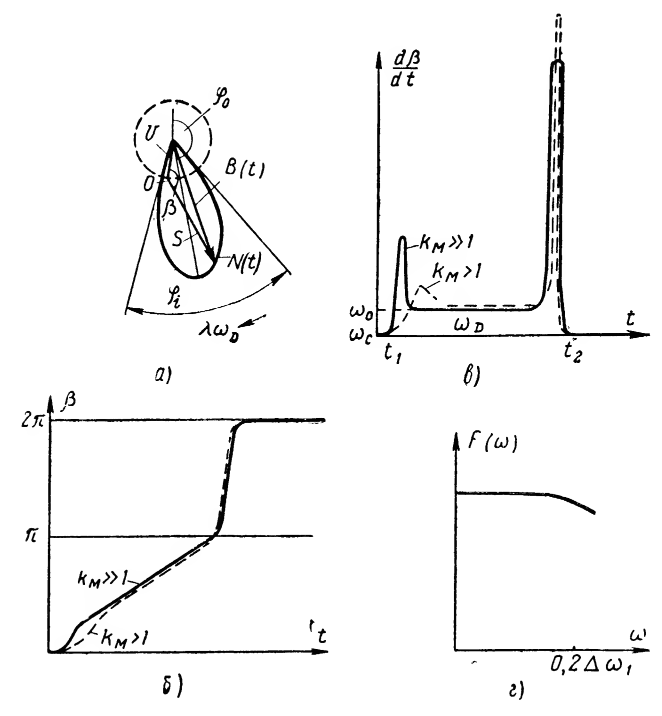


Рис. 17. Результирующее колебание сигнала и импульсной помехи на выходе первого фильтра в случае, когда начало вектора сигнала лежит внутри траектории, описываемой вектором помехи (*а*); временные зависимости фазы (*б*); частоты (*в*); спектральная характеристика (*г*).

щади каждой из этих частей. При сильных импульсных помехах помехи на выходе дискриминатора имеют сложную форму (в зависимости от соотношения фаз сигнала и помехи) и могут быть разбиты на две группы: однополярные и двуполярные помехи с существенно отличными спектральными характеристиками.

На рис. 16,*а* и 17,*а* приведены два случая, которые могут иметь место при сложении сигнала и помехи при $k_м>1$. При $k_м<1$ возможен, очевидно, только случай, показанный на рис. 16,*а*. Вектор сигнала $U=U_{с.п}$ принимается неподвижным, а вектор помехи $B(t)$ вращается относительно вектора сигнала с угловой скоростью $\lambda\omega_D=\omega_с-\omega_0$ (в случае $\omega_с<\omega_0$ — по часовой стрелке, а при $\omega_с>\omega_0$ — в противоположную сторону). Длина вектора помехи $B(t)$ изменяется во времени в соответствии с изменением огибающей напряжения помехи на выходе фильтра Φ_1. Если начало вектора сигнала U (точка O) не попадает внутрь траектории $N(t)$, описываемой вектором помехи $B(t)$ (рис. 16,*а*), фазовый угол β между вектором U и результирующим вектором S всегда возвращается к нулю (рис. 16,*б*), вызывая изменение частоты $\Delta\omega_р(t)=d\beta/dt$ (рис. 16,*в*), которое имеет двуполярную форму с нулевым средним значением. Импульсная помеха на выходе дискриминатора имеет ту же форму, что и $d\beta/dt$, и линейно возрастающую спектральную плотность $F(\omega)$ в достаточно широкой области низких частот (рис. 16,*г*). На рис. 16,*б* и *в* показана зависимость β и $d\beta/dt$ от времени для случаев $k_м<1$ и $k_м\gg1$. Видно, что при $k_м\gg1$ большую часть времени действия импульсной помехи частота разультирующего колебания сигнала и помехи определяется частотой помехи, т. е. равна ω_0, а резкие изменения частоты на краях кратковременны и во много раз превышают величину полезной девиации. От величины случайного фазового угла φ_0 (между векторами U и $B(t)$ при $t=0$) зависит закон изменения $d\beta/dt$ от t (рис. 16,*д*), но всегда сохраняется двуполярность формы с нулевым средним значением.

Если начало вектора сигнала U попадает внутрь траектории $N(t)$ (рис. 17,*а*), результирующий вектор S совершает оборот на 2π. Изменение частоты $d\beta/dt$ (рис. 17,*в*) имеет при этом однополярную форму, а спектр импульсной помехи такой формы равномерен в области низких частот (рис. 17,*г*). На рис. 17,*б* и *в* показана зависимость β и $d\beta/dt$ от t для случаев $k_м>1$ и $k_м\gg1$. Большую часть времени действия импульсной помехи частота результирующего сигнала при $k_м\gg1$ также равна ω_0, а резкие изменения частоты на краях кратковременны и велики. Для обоих рассмотренных случаев (рис. 16 и 17) суммарная площадь положительной

и отрицательной части импульсной помехи на выходе дискриминатора равна:

$$S_{\Sigma} = \int_{t_1}^{t_2} \frac{d\beta}{dt}\, dt = \beta(t_2) - \beta(t_1). \qquad (83)$$

Из рис. 16,*б* и 17,*б* видно, что $S_{\Sigma} = 2\pi$ для однополярной помехи и $S_{\Sigma} = 0$ для двуполярной помехи. Согласно (81) спектральная плотность однополярной импульсной помехи на выходе широкополосного дискриминатора в области низких частот равномерна и равна:

$$F(\omega)_1 = 2\pi. \qquad (84)$$

Можно показать, что линейно возрастающая спектральная плотность двуполярной помехи имеет в области низких частот значительно меньшую интенсивность, чем для однополярной помехи. Из рис. 17,*а* можно определить вероятности того, что отдельная импульсная помеха вызовет на выходе дискриминатора однополярную или двуполярную помеху.

Вероятности появления однополярной и двуполярной помехи соответственно равны:

$$\left.\begin{aligned} p_1 &= \frac{\varphi_i}{2\pi} = \frac{\lambda\omega_D\tau}{2\pi} = \lambda f_D\tau; \\ p_2 &= 1 - p_1, \end{aligned}\right\} \qquad (85)$$

где τ — длительность огибающей напряжения импульсной помехи на выходе фильтра Φ_1 на уровне амплитуды сигнала $U_{\text{с.п}}$.

Из формулы (85) видно, что с ростом λ и f_D ($f_D \approx \approx \Delta f_1/2$) вероятность p_1 увеличивается, а p_2 уменьшается. Если $\lambda f_D\tau \geqslant 1$, то $p_1 = 1$, а $p_2 = 0$. При гауссовой частотной характеристике входного фильтра Φ_1 (74) согласно (75) имеем:

$$\tau = \frac{2\sqrt{\ln k_{\text{м}}}}{\sqrt{\beta^*}} = \frac{0{,}8\sqrt{\ln k_{\text{м}}}}{\Delta f_1}, \qquad (86)$$

и при полном использовании входной полосы, когда $f_D = = \Delta f_1/2$,

$$\left.\begin{aligned} p_1 &= 0{,}4\lambda\sqrt{\ln k_{\text{м}}}; \\ p_2 &= 1 - p_1. \end{aligned}\right\} \qquad (87)$$

Если амплитуда импульсных помех на выходе фильтра Φ_1 имеет случайную величину и за достаточно большой период времени T действует m^* помех, имеющих величину $k_м > 1$, то

$$\left.\begin{aligned} p_1 &= \frac{\overline{\varphi_i}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi}\sum_{i=1}^{m^*}\frac{\varphi_i}{m^*} = \lambda f_D \sum_{i=1}^{m^*}\frac{\tau_i}{m^*} = \lambda f_D \bar{\tau}; \\ p_2 &= 1 - p_1. \end{aligned}\right\} \quad (88)$$

Из формулы (88) видно, что для расчета спектра последовательности случайных по амплитуде импульсных помех на выходе фильтра Φ_1 необходимо знать лишь их среднюю длительность $\bar{\tau}$ на уровне амплитуды сигнала, где

$$\bar{\tau} = \frac{0{,}8}{\Delta f_1}\sqrt{\ln k_м}. \quad (89)$$

Энергетический спектр последовательности случайных импульсных помех на выходе широкополосного дискриминатора $W(\omega)$ определяется в общем случае составляющими спектра однополярных и двуполярных помех. Можно показать, однако, что в связи со значительно большей интенсивностью однополярной помехи уже при $k_м \geqslant 2$ и случайных по амплитуде импульсных помёхах можно приближенно считать:

$$W(\omega) = 2mp_1 \left| F(\omega) \right|_1^2 = 8\pi^2 m\lambda f_D \bar{\tau} = 31{,}5 m\lambda \sqrt{\ln k_м}. \quad (90)$$

Полученные выше формулы для энергетического спектра (82), (90) справедливы при условии применения широкополосного дискриминатора.

Определим энергетический спектр импульсных помех в случае применения узкополосного дискриминатора.

На рис. 18 изображен сигнал на выходе широкополосного (*а*) и узкополосного (*б*) дискриминаторов при передаче частоты $\omega_c = \omega_0 + \lambda\omega_D$, искаженный слабыми ($k_м < 1$) и сильными ($k_м > 1$) импульсными помехами. При узкополосном дискриминаторе (рис. 6, прямая *Б* и кривая *В*) происходит ограничение импульсных помех на уровне максимального значения сигнала на выходе (равного ω_D при $D = 1$). В этом случае при сильных помехах за счет ограничения и переходных процессов, которые имеют место при ограниченной полосе данного дискриминато-

ра, практически устраняются острые, но кратковременные выбросы напряжения помехи на ее краях (рис. 18,*б*). Различие между однополярными и двуполярными помехами становится при этом несущественным, так как они имеют одну полярность и площадь, приближенно равную

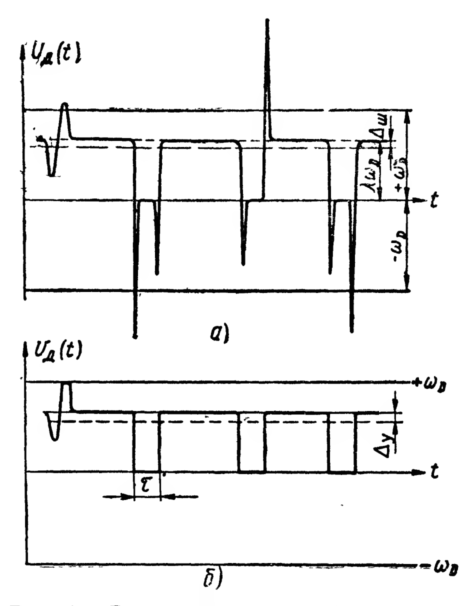


Рис. 18. Вид сигнала на выходе широкополосного (*а*) и узкополосного (*б*) дискриминаторов, искаженный слабыми и сильными импульсными помехами.

$\lambda\omega_D\tau$. Согласно (80) энергетический спектр последовательности импульсных помех на выходе узкополосного дискриминатора в области низких частот будет равен:

$$W(\omega)_у = 2m\lambda^2\omega_D^2\tau^2, \tag{91}$$

так как $F(\omega) = \lambda\omega_D\tau$.

При случайных по амплитуде импульсных помех величина $\tau^2 = \overline{\tau}^2$ и при $f_D = \Delta f_1/2$

$$W(\omega)_у = 12{,}6 m\lambda^2 \cdot \overline{\ln k_м} \tag{92}$$

13. СРЕДНЕКВАДРАТИЧНАЯ И СРЕДНЯЯ ОШИБКИ ПРИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХАХ. ПОРОГ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

а) Слабые помехи

При широкополосном дискриминаторе помехи на его выходе двуполярны и имеют суммарную площадь равную нулю. В связи с этим среднее значение полезного сигнала под действием помехи не изменяется. Согласно формул (5), (36) и (82) при идеальном выходном фильтре Φ_2 с полосой $\Delta f_2 = 0 \div F_m$ среднеквадратичная и средняя ошибки будут равны:

$$\left.\begin{aligned} \delta_{\text{ср.кв}} &= \frac{0{,}1\sqrt{\overline{k_{\text{м}}^2}}\,\sqrt{mF_m}}{f_D}\left(\frac{2F_m}{\Delta f_1}\right) = \frac{0{,}1\sqrt{\overline{k_{\text{м}}^2}}\sqrt{\frac{m}{F_m}}}{\gamma(\gamma-1)}; \\ \delta_{\text{ср}} &= 0, \end{aligned}\right\} \quad (93)$$

где $\gamma = \Delta f_1 / 2F_m$ — коэффициент широкополосности.

Максимальная среднеквадратичная ошибка при слабых помехах будет при неналожении отдельных импульсных помех, когда $m_{\text{макс}} \approx \Delta f_1$ (для равноотстоящих помех) и $k_{\text{м}} = \text{const} = 1$. Из формул (93) следует, что для частотной системы ТИ с $\gamma \geqslant 5$ максимальная ошибка $\delta_{\text{ср.кв}}$ не превышает 2%.

В случае узкополосного дискриминатора может иметь место ограничение одной из полярностей двуполярной помехи, что увеличивает спектральную плотность такой помехи. Это явление приводит к появлению средней и возрастанию среднеквадратичной ошибок, точный расчет величин которых оказывается, однако, затруднительным.

б) Сильные помехи

Согласно формулам (5), (36), (90) при идеальном выходном фильтре среднеквадратичная ошибка будет равна: при широкополосном дискриминаторе

$$\delta_{\text{ср.кв}} = 0{,}445\sqrt{\lambda}\sqrt{\sqrt{\overline{\ln k_{\text{м}}}}}\,\frac{\sqrt{mF_m}}{f_D} =$$

$$= \frac{0{,}445\sqrt{\lambda}\sqrt{\sqrt{\overline{\ln k_{\text{м}}}}}}{\gamma}\sqrt{\frac{m}{F_m}}, \quad (94)$$

при узкополосном

$$\delta_{\text{ср.кв}} = \frac{0,28\lambda\sqrt{\ln k_{\text{м}}}}{\gamma}\sqrt{\frac{m}{F_m}}. \qquad (95)$$

Для определения средней ошибки от импульсных помех необходимо найти величину Δ (рис. 18), на которую уменьшается сигнал на выходе дискриминатора от действия последовательности импульсных помех.

При широкополосном дискриминаторе величина $\Delta = \Delta_{\text{ш}}$ равна среднему значению последовательности однополярных импульсных помех, (имеющих каждая площадь 2π и вероятность появления $p_1 = \lambda f_D \bar{\tau}$), т. е. $\Delta_{\text{ш}} = 2\pi m p_1 = \lambda\omega_D \bar{\tau} m$. При узкополосном дискриминаторе величина $\Delta = \Delta_{\text{у}}$ определяется всеми m-импульсными помехами (имеющими площадь $\lambda\omega_D\bar{\tau}$), т. е. $\Delta_{\text{у}} = \lambda\omega_D\bar{\tau} m$.

Среднее значение сигнала на выходе дискриминатора при действии импульсных помех $\overline{U^*}$ будет равно $\lambda\omega_D - \Delta$, а приведенная средняя ошибка на выходе приемника на основании формулы (5) при широкополосном и узкополосном дискриминаторе равна:

$$\delta_{\text{ср}} = \frac{(\lambda\omega_D - \Delta) - \lambda\omega_D}{2\omega_D} = -\frac{\lambda m\bar{\tau}}{2} = -\frac{0,2\lambda\sqrt{\ln k_{\text{м}}}}{\gamma}\frac{m}{F_m}. \qquad (96)$$

Из формулы (96) видно, что средняя ошибка при импульсных помехах (как и при флуктуационных) линейно возрастает с отклонением частоты от центрального значения ω_0, соответствующего $\lambda = 0$.

Из полученных формул видно, что средняя ошибка при широкополосном и узкополосном дискриминаторе одинакова, а среднеквадратичная немного меньше в случае узкополосного дискриминатора. Величина средней ошибки обычно много больше среднеквадратичной.

Формулы для ошибок справедливы при отсутствии наложения отдельных импульсных помех на выходе фильра Φ_1. При очень сильных помехах, когда $k_{\text{м}} = \text{const} \gg 1$, длительность помехи на выходе фильтра Φ_1 приближенно равна τ, т. е. длительности, отсчитываемой на уровне полезного сигнала. В этом случае для выполнения неналожения помех на выходе фильтра Φ_1 максимальное их число $m_{\text{макс}}$ не должно превышать величи-

ны $1/\tau$ (для равноотстоящих помех). Как следует из формулы (96), максимальная величина средней ошибки для широкополосного и узкополосного дискриминатора равна:

$$\delta_{\text{ср.макс}} = -\frac{\lambda}{2}. \qquad (97)$$

При $\lambda = 1$ величина $\delta_{\text{ср.макс}} = 50\%$, т. е. при действии частых и сильных импульсных помех выходное напряжение дискриминатора уменьшается до нуля, или результи-

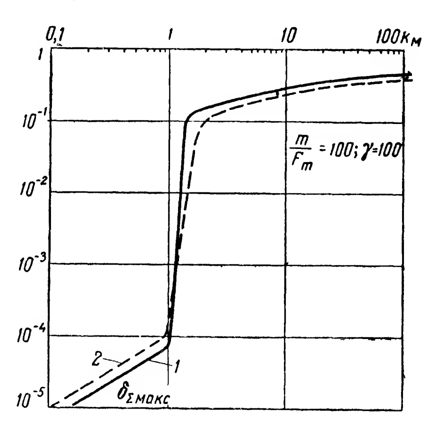


Рис. 19. Зависимость суммарной ошибки при импульсных помехах при широкополосном (*1*) и узкополосном (*2*) дискриминаторах от отношения помеха/сигнал на выходе первого фильтра.

рующая частота сигнала и помехи на выходе первого фильтра стремятся к центральной частоте этого фильтра. Для выполнения условия $m < 1/\tau$ величина m/F_m в формулах для ошибок не должна превышать величины $2\gamma/0{,}8\sqrt{k_м}$.

Определим пороговое отношение помеха/сигнал на выходе фильтра Φ_1 ($k_{\text{м.пор}} = \text{const}$), при котором происходит быстрое возрастание суммарной ошибки $\delta_\Sigma = \sqrt{\delta^2_{\text{ср.кв}} + \delta^2_{\text{ср}}}$ на выходе приемника. На рис. 19 сплошной линией приведена зависимость суммарной ошибки $\delta_{\Sigma\text{макс}}$ (при $\lambda = 1$)

от величины $k_м$ при широкополосном дискриминаторе, построенная по формулам (94) и (96) ($m/F_m=100$ и $\gamma = \Delta f_1/2\Delta f_2=100$). Из рис. 19 видно, что при слабых помехах ($k_м<1$) ошибка мала и линейно растет с увеличением уровня импульсных помех, а при сильных помехах ($k_м>1$) происходит очень быстрое возрастание ошибки. Полученная зависимость показывает, что величина $k_м \approx 1$ соответствует порогу помехоустойчивости частотной системы при импульсных помехах. При $k_м<1$ основную ошибку составляет среднеквадратичная, а при $k_м>1$—средняя ошибка. В случае узкополосного дискриминатора зависимость $\delta_{\Sigma\ макс}$ от $k_м$ имеет вид, показанный на рис. 19 пунктирной линией. В области слабых помех суммарная ошибка при узкополосном дискриминаторе немного больше, а в области сильных помех немного меньше, чем при широкополосном дискриминаторе.

Порог помехоустойчивости при узкополосном дискриминаторе, как и при широкополосном, наступает при значении $k_м \approx 1$. Как видно из кривых рис. 19, для систем точного телеизмерения, в которых надежная работа обеспечивается при слабых импульсных помехах, целесообразно применять широкополосный дискриминатор, а для систем грубой передачи данных, работающих при сильных помехах,— узкополосный дискриминатор.

14. ОПТИМАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ЧАСТОТНОЙ СИСТЕМЫ ПРИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХАХ

Помехоустойчивость систем телемеханики при импульсных помехах целесообразно характеризовать зависимостью приведенной среднеквадратичной и средней ошибок от удельного отношения сигнал/помеха $\rho_и$ (30) на выходе фильтра Φ_1. На рис. 20,*а* приведены зависимости ошибок $\delta_{ср.кв}$ (94) и $\delta_{ср.макс}$ (96) от параметра $\rho_и$ для частотной системы с различной входной полосой ($\gamma=15$ и 100) при широкополосном дискриминаторе. Как видно из кривых, при уменьшении $\rho_и$ ниже порогового значения ($\rho_{и.пор} = 2\gamma$, что соответствует $k_{пор}=2\gamma/\rho_{и.пор}=1$) происходит быстрый рост среднеквадратичной ошибки. При этом появляется и резко возрастает средняя ошибка, которая становится много больше среднеквадратичной.

Из сравнения зависимостей ошибок от параметра $\rho_и$ для систем с разными γ видно, что при импульсных поме-

хах (так же как и при флуктуационных) широкополосная система ($\gamma=100$) обеспечивает меньшую ошибку, чем узкополосная ($\gamma=15$) при сильном сигнале и рациональная для точного телеизмерения, а узкополосная система,

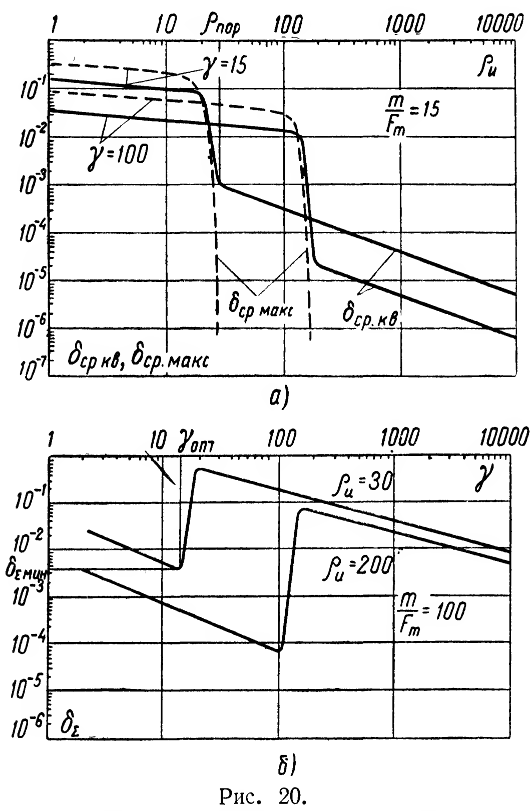


Рис. 20.

а — зависимости среднеквадратичной и максимальной средней ошибок от удельного отношения сигнал/помеха $\rho_и$ при широкополосном дискриминаторе; *б* — изменение суммарной ошибки в зависимости от коэффициента широкополосности γ при импульсных помехах.

в которой порог наступает при меньшем значении сигнала, чем в широкополосной, выгодна для грубого телеизмерения. Этот вывод справедлив, если в области сильных помех эти системы дают ошибку больше допустимой. Из рис. 9,*б* и 20,*а* видно, что в области слабых помех ($\rho_и$ велико) зависимости ошибок $\delta_{ср.кв}$ и $\delta_{ср.макс}$ от

удельного отношения сигнал/помеха при импульсных помехах аналогичны тем же зависимостям для флуктуационных помех, однако для импульсных помех имеет место более резкое изменение ошибок на границе слабых и сильных помех. В отличие от флуктуационных при очень сильных импульсных помехах ($\rho_и \ll 2\gamma$) меньшую ошибку обеспечивает широкополосная система, которую и целесообразно использовать при этих условиях.

Влияние полосы пропускания входного фильтра при импульсных помехах на помехоустойчивость показывает зависимость суммарной ошибки δ_Σ от коэффициента широкополосности γ.

На рис. 20,*б* приведена зависимость δ_Σ от γ при широкополосном дискриминаторе для двух различных уровней импульсных помех на входе приемника ($\rho_и = 30$ и $\rho_и = 200$ и отношении $m/F_m = 100$). Как видно из кривых, с ростом γ величина δ_Σ сначала линейно уменьшается, затем резко возрастает (при $k_м = 2\gamma/\rho \approx 1$), а в дальнейшем начинает снова уменьшаться. Как следует из формул и рис. 20,*б*, оптимальный коэффициент широкополосности $\gamma_{опт} = \Delta f_{1опт}/2F_m$, соответствующий минимуму ошибки $\delta_{\Sigma\,мин}$, имеет место при $k_м \approx 1$. При $\gamma < \gamma_{опт}$ величина $\delta_{\Sigma\,мин} \approx \delta_{ср.кв}$. Минимальная величина ошибки $\delta_{\Sigma мин}$ увеличивается с ростом уровня импульсных помех (с уменьшением $\rho_и$). Согласно (93) величины $\gamma_{опт}$ и $\delta_{\Sigma\,мин}$ определяются через параметр $\rho_и$ по формулам

$$\left.\begin{aligned} &\gamma_{опт} = \frac{\rho_н}{2};\\ &\delta_{\Sigma\,мин} = \delta_{ср.кв.мин} =\\ &= \frac{0{,}1\sqrt{\frac{m}{F_m}}}{\gamma_{опт}(\gamma_{опт}-1)} = \frac{0{,}2\sqrt{\frac{m}{F_m}}}{\rho_и(\rho_и/2-1)}. \end{aligned}\right\} \quad (98)$$

На рис. 21 приведены зависимости $\gamma_{опт}$ и $\delta_{\Sigma\,мин} \Big/ \sqrt{\frac{m}{F_m}}$ от $\rho_и$, построенные по формулам (98). Из рис. 21 видно, что величина $\gamma_{опт}$ зависит от значений $\delta_{\Sigma\,мин}$, F_m, m, т. е. для выбора оптимальной полосы пропускания необходимо знать погрешность системы, ее быстродействие и среднее число импульсных помех в единицу времени.

После выбора $\gamma_{опт}$ необходимо проверить условие неналожения переходных процессов от отдельных импульсных помех на выходе первого фильтра, так как полученные формулы строго справедливы только при этом условии. Вопрос о помехоустойчивости приемника при нарушении условия неналожения требует дополнительных исследова-

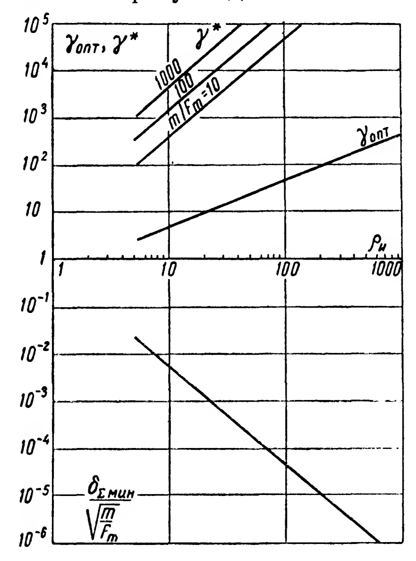


Рис. 21. Зависимость $\delta_{\Sigma\,мин}$, $\gamma_{опт}$ и γ^* от удельного отношения сигнал/помеха $\rho_и$ при импульсных помехах.

ний. Из рис. 20,*б* видно, что если ошибка $\delta_{\Sigma\,мин}$ (при $\gamma_{опт}$) превышает допустимую величину, то необходимо увеличивать входную полосу приемника. Для оценки величины расширения полосы определим второе значение коэффициента широкополосности γ^* ($\gamma^* > \gamma_{опт}$), при котором ошибка равна минимальной ошибке $\delta_{\Sigma\,мин}$. При $\gamma > \gamma^*$ ошибка будет меньше величины $\delta_{\Sigma\,мин}$. На основании формул (94) и (98), учитывая, что при $k_м = \frac{2\gamma}{\rho_и} > 1$ величина $\delta_{ср} \gg \delta_{ср.кв}$, получим, что значение γ^* определяется из уравнения

$$\gamma^* \Big/ \sqrt{\frac{m}{F_m}} = \rho_и \left(\frac{\rho_и}{2} - 1\right) \sqrt{\ln \frac{2\gamma^*}{\rho_и}}\,. \qquad (99)$$

Зависимость γ^* от $\rho_и$ для различных значений m/F_m ($m/F_m = 10$, 100, 1 000) дана на рис. 21. Как видно из кривых, величина γ^* много больше $\gamma_{опт}$, особенно при большом $\rho_и$. Очевидно, что увеличение помехоустойчивости при импульсных помехах указанным выше способом приводит к снижению эффективности (занимаемой полосы) частотной системы.

Следует отметить, что полученные выше формулы для средней ошибки справедливы как при случайном, так и при периодическом следовании импульсных помех на входе приемника, так как величина этой ошибки определяется числом помех в единицу времени вне зависимости от их положения на оси времени. В отличие от этого формулы среднеквадратичной ошибки справедливы в общем случае только при случайных (хаотических) помехах. Приведенный метод анализа помехоустойчивости одноканальной частотной телеизмерительной системы при импульсных помехах может быть, очевидно, применен для определения помехоустойчивости других систем частотного типа, например системы со вторичной частотной модуляцией (ЧМ — ЧМ).

На основании проведенного в данной главе анализа могут быть сделаны следующие основные выводы. При слабых импульсных помехах ($k_м < 1$) частотная телеизмерительная система обладает высокой помехоустойчивостью (ошибка измерения не превышает 2%), причем лучшей помехоустойчивостью обладает приемник с широкополосным дискриминатором. При сильных импульсных помехах ($k_м > 1$) происходит резкое возрастание ошибки, причем средняя ошибка преобладает над среднеквадратичной. Наилучшую помехоустойчивость при этом обеспечивает приемник с узкополосным дискриминатором. При сильных помехах со случайной амплитудой ошибка от помех определяется величиной средней длительности помех на уровне сигнала на выходе первого фильтра и средним числом импульсных помех в единицу времени. При импульсных помехах, как и при флуктуационных, существуют оптимальные параметры передачи, обеспечивающие в некотором диапазоне частоты минимальную ошибку на выходе. При импульсных помехах оптимум локален. При значительном отклонении от оптимума в сторону расширения полосы ошибка начинает уменьшаться с ростом полосы.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ ПРИ ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХАХ

В данной главе рассматривается помехоустойчивость частотной системы ТУ с приемным устройством, приведенным на рис. 5 при передаче команд одноимпульсным и двухимпульсным кодами с частотными признаками и частотной модуляцией. Основное внимание уделяется одноимпульсному коду (одночастотному коду), обладающему наиболее высокой помехоустойчивостью. При одноимпульсном коде в каждый момент времени несущая частота модулирована только одной из поднесущих, так как одновременно передается лишь одна команда.

Рассмотренный ниже метод анализа одночастотного кода позволяет исследовать помехоустойчивость систем ТУ при передаче команд любым частотным кодом.

В отличие от приема импульсного сигнала на идеальный приемник Котельникова, когда прием осуществляется в фиксированный момент времени, в данной главе рассмотрена помехоустойчивость приема сигнала на реальный приемник телемеханической системы, когда прием осуществляется в течение всей длительности сигнала. Излагается метод определения вероятности подавления команды $P_{п}$ и вероятности образования ложной команды $P_{л}$ (за время передачи команды) при передаче команд одночастотным кодом. Величина $P_{п}$ равна в этом случае вероятности того, что сигнал команды будет ниже уровня срабатывания выходного устройства $U_{пор}$ в течение всей длительности команды $\tau_{к}$, величина $P_{л}$ — вероятности того, что за время, равное $\tau_{к}$, напряжение флуктуационного шума превысит уровень $U_{пор}$ хотя бы в одной точке. Для расчета величин $P_{п}$ и $P_{л}$ сначала определяются уровни сигнала и шума на выходе фильтра Φ_2, а по ним соответствующие значения сигнала и шума на выходе канальных фильтров Φ_3.

Полагаем при анализе, что: 1) используется широкополосный дискриминатор, обеспечивающий при флуктуационных помехах наибольшую помехоустойчивость; 2) нестабильность несущей и поднесущей частот системы мала и не влияет на помехоустойчивость; 3) приме-

няется передача с активной паузой, когда в интервалах между рабочими командами передается дополнительная команда, используемая для целей защиты (выключение приемника при неисправности передающего устройства).

15. СИГНАЛ И ШУМ НА ВЫХОДЕ ПРОМЕЖУТОЧНОГО И КАНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Определим мощность сигнала Q_{c_2} и мощность шума $Q_{ш_2}$ на выходе фильтра $Ф_2$ в случае наличия и в случае отсутствия ограничителя *1* (рис. 5). При наличии ограничителя *1* величины Q_{c_2} и $Q_{ш_2}$ определяются по формулам (37), (55) и (57). При одноимпульсном частотном коде $\omega_{Di}=\omega_D$, а $A_N/N=1$. Если $z_1=\left(\frac{U_{c1}}{U_{ш1}}\right)^2\leqslant 3$ и $\frac{2f_{макс}}{\Delta f_1}\leqslant$ $\leqslant 0{,}5$, то отношение сигнал/шум на выходе фильтра $Ф_2$ будет равно:

$$z_2=\left(\frac{Q_c}{Q_ш}\right)_{2,0}=\frac{0{,}85\,(1-e^{-z_1})^2\,\eta^2\gamma_1}{e^{-1{,}085 z_1}}, \qquad (100)$$

где

$$\gamma_1=\frac{\Delta f_1}{2\Delta f_2};\quad \eta=\frac{2f_D}{\Delta f_1}.$$

При отсутствии ограничителя *1* определение величины Q_{c2} представляет определенные трудности, в связи с чем приведем только результирующую формулу [Л. 22]

$$Q_{c2,б}=\frac{\pi}{4}\,k_д^2\,U_{c1}^2\,\omega_D^2\,z_1 e^{-z_1}\left[I_0\left(\frac{z_1}{2}\right)+I_1\left(\frac{z_1}{2}\right)\right], \qquad (101)$$

где $I_0(x)$ и $I_1(x)$ — модифицированные функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядка; $k_д$ — постоянный множитель [см. формулу (27)].

Мощность шума $Q_{ш2}$ определяется по формуле (57) через энергетический спектр шума $W(f)_б$ на выходе дискриминатора, вычисленный для случая отсутствия ограничителя *1*. Интенсивность этого спектра возрастает с ростом отклонения полезного сигнала ω_c от средней частоты входного фильтра ω_0 приближенно по квадратичной зависимости [Л. 25]. Анализ показывает, что усредненное (за полупериод модуляции) значение спект-

ра $W(f)_б$ в области низких частот $\left(\frac{2f_{макс}}{\Delta f_1} \leqslant 0{,}5\right)$ будет равно [Л. 19]:

$$W(f)_б = 4\pi^2 k_д^2 \left(\frac{\Delta f_1}{2}\right) U_{ш1}^2 \Big[W(0)^* +$$

$$+ \frac{1}{2}\eta^2 (0{,}405 - W(0)^*)\Big], \qquad (102)$$

где

$$W(0)^* = \begin{cases} 0{,}405\, e^{-0{,}8 z_1} & \text{при } 0 \leqslant z_1 \leqslant 1{,}5 \\ \frac{0{,}183}{z_1} & \text{при } 1{,}5 < z_1 < \infty. \end{cases}$$

При $z_1 < 3$ отношение мощности сигнала к шуму (z_2) на выходе фильтра Φ_2 будет равно:

$$z_2 = \left(\frac{Q_с}{Q_ш}\right)_{2,б} = \frac{\pi z_1^2\, e^{-z_1} \left[I_0\left(\frac{z_1}{2}\right) + I_1\left(\frac{z_1}{2}\right)\right]^2 \eta^2 \gamma_1}{4\left\{W(0)^* + \frac{1}{2}\eta^2 [0{,}405 - W(0)^*]\right\}}. \qquad (103)$$

Зависимость отношения мощностей сигнала $Q_{с2}$ и шума $Q_{ш2}$ на выходе фильтра Φ_2 от величины сигнал/шум на входе приемника (z_1) приведена на рис. 22 (*1* — при наличии ограничителя; *2* — при его отсутствии). Кривые построены при условии, что максимальная девиация частоты полезного сигнала всегда равна $f_D = \Delta f_1/2$, а мощность шума $Q_{ш2}$ имеет одно из трех значений, соответствующих девиации частоты

$$f_D = 0\left(\eta = \frac{2f_D}{\Delta f_1} = 0\right); \quad f_D = \frac{0{,}5\Delta f_1}{2}(\eta = 0{,}5) \text{ и}$$

$$f_D = \frac{\Delta f_1}{2}(\eta = 1).$$

Целесообразность такого построения кривых видна при рассмотрении условий прохождения шума через ограничитель 2. Из кривых рис. 22 следует, что в диапазоне $z_1 < 2 \div 3$ наибольшее отношение сигнал/шум на выходе фильтра Φ_2 обеспечивает частотный дискриминатор без ограничителя на его входе.

Зная величины Q_{c2}, $Q_{ш2}$ и z_2 на выходе фильтра $Ф_2$, можно определить значения сигнала Q_{c3} и шума $Q_{ш3}$ на выходе канальных фильтров $Ф_3$. При отсутствии ограничителя 2 (т. е. нелинейной системы на выходе дискриминатора) определение Q_{c3} и $Q_{ш3}$ не представляет затруднений. При наличии ограничителя 2 их определение является более сложной задачей, в особенности при отсутствии ограничителя 1. В последнем случае необходимо рассмотреть прохождение через ограничитель 2 сигнала совместно с шумом, уровень которого зависит от текущего значения сигнала (коррелирован с сигналом). Строгий расчет такого случая весьма сложен. Можно показать, что в большом диапазоне отношений сигнал/шум на входе (z_1) корреляцию сигнала с шумом можно не учитывать, а расчет проводить для некоррелированного шума, соответствующего нулевой девиации частоты ($\eta=0$). Это объясняется тем, что при ограничении выходного сигнала дискриминатора с наложенным на него шумом около нулевого значения сигнала на выход ограничителя 2 проходит только часть сигнала, которая лежит в пределах ограничения, и та часть шума, интенсивность которого соответствует нулевой девиации частоты. Анализ показывает, что при сильных помехах это положение также справедливо, так как в этих условиях интенсивность шума мало зависит от девиации частоты.

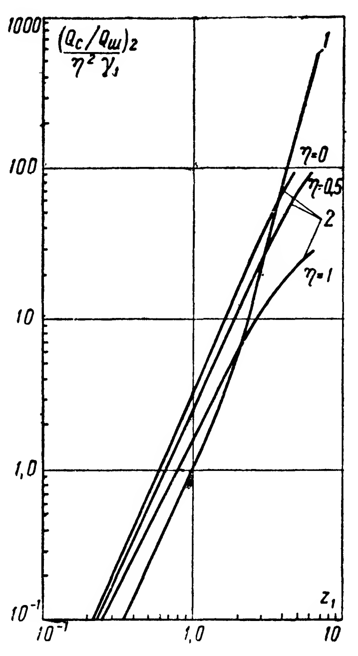


Рис. 22. Отношение сигнал/помеха на выходе второго фильтра.

Определим величины сигнала и шума на выходе канальных фильтров, полагая, что для фильтров $Ф_1$ и $Ф_2$ выполняется соотношение $\Delta f_2 \ll \Delta f_1$, т. е. шум на выходе фильтра $Ф_2$ близок к нормальному.

Без ограничителя 2

Мощности сигнала Q_{c4} и шума $Q_{ш4}$ на выходе фильтра i-канала равны:

$$Q_{c4}=Q_{c3}=Q_{c2}; \qquad (104)$$

$$Q_{ш4}=W(f_i)\,\Delta f_{3i}\approx Q_{ш2}\frac{\Delta f_{3i}}{\Delta f_2}, \qquad (105)$$

а амплитуда синусоидального сигнала E_c и эффективное напряжение шума $U_{ш4}$ на выходе этого фильтра

$$E_c=\sqrt{2Q_{c4}}; \qquad (106)$$

$$U_{ш4}=\sqrt{Q_{ш4}}. \qquad (107)$$

Значения Q_{c2} определяются по формулам (55) или (101), а $W(f)$ — по формуле (37) или (102). В формуле (105) Δf_{3i} — эффективная полоса пропускания фильтра Φ_3 со средней частотой f_i и коэффициентом передачи на частоте f_i, равном единице. Приближенное равенство в (105) справедливо при наличии фильтра Φ_2 и $z_1\leqslant 3$.

С ограничителем 2

Мощности сигнала Q_{c3} и шума $Q_{ш3}$ (в полосе около частоты входного сигнала) на выходе идеального симметричного ограничителя *2* с характеристикой

$$y=f(x)=\begin{cases}+a_0, & x>0,\\ -a_0, & x<0\end{cases} \qquad (108)$$

выражаются через их отношения на входе $(Q_c/Q_ш)_2$ следующими зависимостями [Л. 23]:

$$Q_{c3}=\frac{2a_0^2}{\pi}\left(\frac{Q_c}{Q_ш}\right)_2 {}_1F_1^2\left[\frac{1}{2},2,-\left(\frac{Q_c}{Q_ш}\right)_2\right]; \qquad (109)$$

$$Q_{ш3}=\frac{2a_0^2}{\pi}\left\{{}_1F_1^2\left[\frac{1}{2},1,-\left(\frac{Q_c}{Q_ш}\right)_2\right]+\right.$$
$$+\frac{1}{8}\,{}_1F_1^2\left[\frac{3}{2},1,-\left(\frac{Q_c}{Q_ш}\right)_2\right]+$$
$$\left.+\frac{3}{64}\,{}_1F_1^2\left[\frac{5}{2},1,-\left(\frac{Q_c}{Q_ш}\right)_2\right]+\dots\right\}, \qquad (110)$$

где ${}_1F_1\,(\beta,\gamma,-x)$ — вырожденная гипергеометрическая функция.

На рис. 23 приведены зависимости $Q_{с3} \Big/ \frac{2\alpha_0^2}{\pi}$ и $Q_{ш3} \Big/ \frac{2\alpha_0^2}{\pi}$ от $\left(\frac{Q_с}{Q_ш}\right)_2$, построенные по формулам (109) и

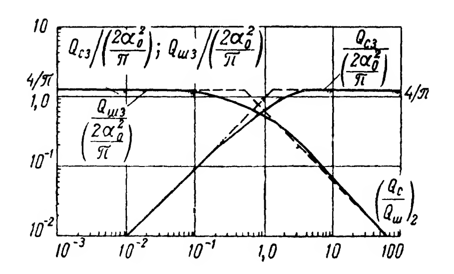


Рис. 23. Мощность сигнала и шума на выходе ограничителя *2* в зависимости от соотношения сигнал/шум на его входе.

(110). На рисунке пунктирными линиями показаны ломаные, которые могут аппроксимировать эти функции.

Спектр шума на выходе ограничителя зависит от уровня ограничения α_0. При низком уровне ограничения эффективная ширина спектра выходного шума равна полосе пропускания идеального фильтра, включенного перед ограничителем, а интенсивность спектра шума равномерна [Л. 8]. Мощности сигнала и шума на выходе фильтра Φ_3 могут быть определены по формулам

$$Q_{с4} = Q_{с3}; \tag{111}$$

$$Q_{ш4} = Q_{ш3} \frac{\Delta f_{3i}}{\Delta f_2}. \tag{112}$$

16. ВЕРОЯТНОСТЬ ПОДАВЛЕНИЯ КОМАНДЫ И ВЕРОЯТНОСТЬ ОБРАЗОВАНИЯ ЛОЖНОЙ КОМАНДЫ ПРИ ПРИЕМЕ СИГНАЛА В ТЕЧЕНИЕ ВСЕЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ КОМАНДЫ

Рассмотрим процесс подавления сигнала команды при одночастотном коде, когда каждая из N команд передается последовательно на своей поднесущей. Как видно из формул для мощности сигнала на выходе дискриминатора и ограничителя *2*, амплитуда сигнала $E_с$ на выходе

канального фильтра $Ф_3$ и, следовательно, уровень сигнала на выходе детектора $Д$ (рис. 5) непрерывно уменьшаются с ростом уровня шума на входе приемника. При этом одновременно происходит и рост напряжения шума

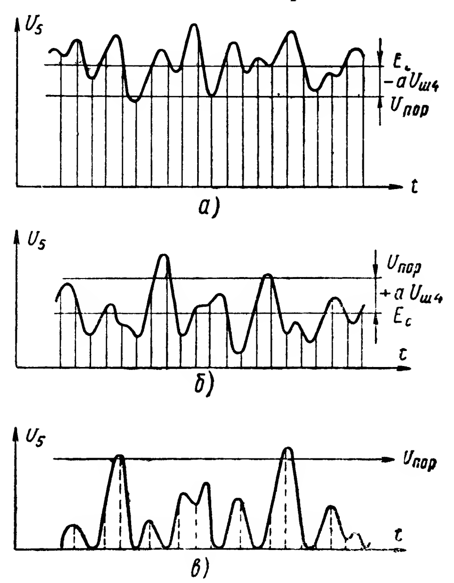


Рис. 24. Вид сигналов команды на выходе детектора в двух предельных случаях, соответствующих началу подавления (*а*) и почти полному подавлению (*б*) команд; *в* — выходное напряжение детектора в канале без сигнала.

в этих точках. Указанное явление приводит сначала к появлению отдельных подавлений команд, а при большом уровне шума — к их полному подавлению. Будем считать для простоты, что команды, передаваемые по рассматриваемому i-каналу, следуют одна за другой без пауз. На рис. 24,*а*, *б* показан вид сигналов команды на выходе детектора $Д$ с линейной детекторной характеристикой (огибающая суммарного напряжения синусоидального сигнала и шума на выходе канального фильтра) в двух предельных случаях, соответствующих началу подавления команд (*а*) и их почти полному подавлению (*б*) (время нарастания и спадания фронтов сигнала команды полагаем малым по сравнению с длитель-

ностью команды $\tau_к$, что справедливо, очевидно, при $\Delta f_з \gg 1/\tau_к$). На рис. 24,*а*, *б* $U_{пор}$ обозначает уровень срабатывания порогового устройства, $E_с$ — уровень сигнала, относительно которого действует шум (равный амплитуде синусоидального сигнала на входе детектора с линейной характеристикой и коэффициентом передачи, равным единице). Очевидно, что в зависимости от мощности шума на входе приемника уровень сигнала $E_с$ может занимать любое из промежуточных положений по отношению к $U_{пор}$.

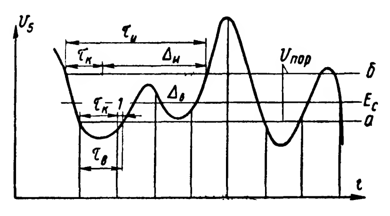


Рис. 25. Вид сигналов команды на выходе детектора.

Если за уровень сигнала $E_с$ принять некоторый постоянный уровень, а уровень $U_{пор}$ считать переменным, то случаи рис. 24,*а*, *б* можно представить иначе (рис. 25) (считая реализацию суммарного колебания сигнала и шума неизменной).

Как видно из рис. 24,*а* и *б* и рис. 25, подавление сигналов команды будет происходить или за счет отрицательных выбросов выходного напряжения детектора, пересекающих уровень $U_{пор}$ ($E_с > U_{пор}$) (рис. 24,*а*), или за счет интервалов, расположенных между положительными (превосходящими $U_{пор}$) выбросами этого напряжения ($E_с < U_{пор}$) (рис. 24,*б*). При приеме сигнала в течение всей длительности команды $\tau_к$ приемник фиксирует наличие команды, если сигнал превышает уровень срабатывания безынерционного порогового устройства $U_{пор}$ хотя бы в одной точке. Подавление команды будет иметь место в том случае, когда напряжение сигнала команды окажется ниже уровня срабатывания $U_{пор}$ в течение всего времени передачи команды $\tau_к$ (рис. 25). Если длительность выброса на уровне $U_{пор}$, равная $\tau_в$, меньше $\tau_к$, то подавления не происходит. Если $\tau_в \geqslant \tau_к$, то подавятся те команды, начало которых лежит в интервале $\Delta_в = \tau_в - \tau_к$. Считая момент прихода сигнала команды случайным, получим, что вероятность подавления команды одним выбросом длительностью $\tau_в$ будет равна:

$$P_{п,1}(U_{пор}) = \frac{\tau_в - \tau_к}{T},$$

где T — интервал наблюдения, много больший времени корреляции флуктуационного процесса, $T \gg \tau_к$.

Рассматривая все выбросы с $\tau_в \geqslant \tau_к$ (или интервалы между ними с $\tau_и \geqslant \tau_к$) и усредняя за время T, получим, что вероятность подавления команды на уровне $U_{пор}$ для случая *а* или *б* будет определяться как

$$P_п(U_{пор}) = \frac{\bar{\tau}(\tau \geqslant \tau_к) - \tau_к}{T} n_т(U_{пор}, \tau \geqslant \tau_к), \qquad (113)$$

где $\bar{\tau}(\tau \geqslant \tau_к)$ — средняя длительность выбросов (при $U_{пор} < E_с$) или интервалов между ними (при $U_{пор} < E_с$) на уровне $U_{пор}$ из всех $\tau \geqslant \tau_к$ ($\tau = \tau_в$ для случая *а* и $\tau = \tau_и$ для случая *б*); $n_т(U_{пор}, \tau \geqslant \tau_к)$ — среднее число выбросов вниз из всех $\tau \geqslant \tau_к$ за время T.

Величины $\bar{\tau}(\tau \geqslant \tau_к)$ и $n_т(U_{пор}, \tau \geqslant \tau_к)$ определяются следующими выражениями:

$$\left.\begin{aligned} &\bar{\tau}(\tau \geqslant \tau_к) = \frac{\int\limits_{\tau_к}^{\infty} \tau w(\tau)\, d\tau}{\int\limits_{\tau_к}^{\infty} w(\tau)\, d\tau}; \\ &n_т(U_{пор}, \tau \geqslant \tau_к) = n(U_{пор}) T P(\tau \geqslant \tau_к) = \\ &\qquad = n(U_{пор}) T \int\limits_{\tau_к}^{\infty} w(\tau)\, d\tau, \end{aligned}\right\} \qquad (114)$$

где $w(\tau)$ — плотность вероятности распределения длительностей или интервалов между ними на уровне $U_{пор}$; $n(U_{пор})$ — среднее число выбросов вниз на уровне $U_{пор}$ в единицу времени; $P(\tau \geqslant \tau_к)$ — вероятность того, что выбросы (или интервалы между ними) имеют на уровне $U_{пор}$ длительность $\tau \geqslant \tau_к$. Подставляя (114) в (113), можно получить выражение для вероятности подавления команды. Производя нормирование, получим формулу для вероятности подавления на уровне *а*:

$$P_п = n(a)\left[\bar{\tau}(a, \tau \geqslant \tau_к) - \tau_к\right] P(a, \tau \geqslant \tau_к) = $$
$$= n(a)\left[\int\limits_{\tau_к}^{\infty} \tau w(\tau)\, d\tau - \tau_к \int\limits_{\tau_к}^{\infty} w(\tau)\, d\tau\right], \qquad (115)$$

где a — относительный уровень ограничения,

$$a = \frac{U_{\text{пор}} - E_c}{U_{ш4}}, \tag{116}$$

$n(a)$ — среднее число выбросов огибающей суммарного напряжения сигнала и шума на уровне a в единицу времени; $w(\tau) = w(a, \tau)$ — плотность выроятности распределения длительностей выбросов (или интервалов между ними) на уровне a.

Формула (115) справедлива при любом законе распределения амплитуд и длительностей выбросов.

Распределение выходного напряжения линейного детектора в канале с сигналом (огибающей синусоидального сигнала и шума) выражается в общем случае обобщенным законом Релея. При больших отношениях сигнала к шуму ($E_c/U_{ш4} \geqslant 4$) это распределение приближается к нормальному закону. Экспериментальные и теоретические данные, полученные в ряде работ [Л. 14, 15], показывают, что закон распределения длительностей выбросов и интервалов между ними для узкополосного шума и его огибающей можно приближенно аппроксимировать релеевским законом для всех уровней ограничения.

Если принять такую аппроксимацию, т. е. полагать, что

$$w(\tau) = \frac{dP(\tau)}{d\tau} = \frac{d}{dt}\left[1 - e^{-\frac{\pi}{4}\left(\frac{\tau}{\overline{\tau}}\right)^2}\right], \tag{117}$$

то выражение (115) будет иметь вид:

$$P_{п} = n(a) \int\limits_{\tau_к}^{\infty} e^{-\frac{\pi}{4}\left(\frac{\tau}{\overline{\tau}}\right)^2} d\tau = 2\overline{\tau}\, n(a) \times$$

$$\times \left[1 - F\left(1{,}25\frac{\tau_к}{\overline{\tau}}\right)\right], \tag{118}$$

где $\overline{\tau} = \overline{\tau}(a)$ — средняя длительность выбросов $\overline{\tau}_в$ (при $U_{\text{пор}} < E_c$) или интервалов между ними $\tau_и$ (при $U_{\text{пор}} > E_c$) из всех $\tau \geqslant 0$ на уровне a; $F(x)$ — функция Лапласа,

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int\limits_{-\infty}^{x} e^{-t^2/2} dt. \tag{119}$$

Из формулы (118) видно, что для определения вероятности подавления команды (длительностью $\tau_к$) необходимо знать относительный уровень ограничения a (116), среднюю длительность выбросов (или интервалов между ними) $\bar{\tau}$ на этом уровне и их среднее число в единицу времени $n(a)$. Величина a зависит от уровня срабатывания порогового устройства $U_{пор}$, амплитуды синусоидального сигнала $E_с$ и эффективного напряжения шума $U_{ш4}$ на выходе канального фильтра. В свою очередь $E_с$ и $U_{ш4}$ являются функциями отношения сигнал/шум (z_1) на входе приемного устройства, структуры и параметров устройства. Величины $\bar{\tau}$ и $n(a)$ зависят от закона распределения огибающей суммарного колебания сигнала и шума и полосы канального фильтра Δf_3.

Относительный уровень ограничения (116) можно записать в виде

$$a = \frac{\alpha E_{с.макс} - E_с}{U_{ш4}} = a_0 - \frac{E_с}{U_{ш4}}, \qquad (120)$$

где $\alpha = \frac{U_{пор}}{E_{с.макс}}$ — относительный уровень срабатывания порогового устройства, $E_{с.макс}$ — амплитуда сигнала $E_с$ при $z_1 \to \infty$

$$a_0 = \frac{U_{пор}}{U_{ш4}} = \frac{\alpha E_{с.макс}}{U_{ш4}}.$$

В общем случае, когда в канале управления выходное напряжение детектора выражается обобщенным релеевским распределением, величины $n(a)$ и $\bar{\tau}$ в формуле (118) имеют сложное выражение. Если на выходе детектора отношение сигнал/шум велико ($E_с/U_{ш4} > 4$) и распределение выходного напряжения близко к нормальному закону, то согласно [Л. 12]

$$n(a) = \delta f_з e^{-a^2/2}; \qquad (121)$$

$$\bar{\tau} = \frac{P(-\infty < \xi < a)}{n(a)} = \frac{F(a)}{\delta f_з e^{-a^2/2}}, \qquad (122)$$

где δf_3 — средняя ширина спектра флуктуаций; для гауссовой частотной характеристики канальных фильтров $Ф_3$ с энергетической полосой пропускания Δf_3 величина $\delta f_3 \approx 0{,}4 \Delta f_3$. Подставляя (121) и (122) в (118), получаем:

$$P_п = 2F(a)\left[1 - F\left(\frac{0{,}5\,\tau_к \Delta f_з e^{-a^2/2}}{F(a)}\right)\right]. \qquad (123)$$

При малых значениях $P_п$, соответствующих началу подавления команд $\left(\text{когда } a < 0;\ F(-a) = 1 - F(+a) \approx \right.$

$$\left. \approx \frac{e^{-a^2/2}}{\sqrt{2\pi}\, a} \right),$$

имеем:

$$P_п \approx 2V(a)\, V(1{,}25\, \tau_к \Delta f_з\, a), \qquad (124)$$

где $V(a)$ — интеграл вероятности (14)

Если сигнал команды на выходе детектора имеет прямоугольную форму ($\Delta f_з \gg 1/\tau_к$), но приемник производит прием сигнала не за все время этого сигнала, а в фиксированный момент времени t (как в приемнике Котельникова), то, учитывая, что $F(0) = 0{,}5$, получим на основании формулы (118)

$$P_п = \bar{\tau}\, n(a). \qquad (125)$$

Рассмотрим процесс образования ложных команд (ложных срабатываний) в определенном k-м канале без сигнала. При рассматриваемом поэлементном приеме на приемник с M выходами (рис. 2,*б*) ложные команды могут появиться на выходе тех каналов, по которым в рассматриваемый момент времени не передается сигнал команды (в каналах без сигнала). Определим вероятность того, что за время передачи команды длительностью $\tau_к$ по i-му каналу возникает команда в k-м канале $[P_л = P_л(\tau_к)]$. Покажем ниже, что эта вероятность может быть подсчитана на основании формул, выведенных для вероятности подавления. Кривая рис. 24,*в* изображает выходное напряжение детектора в канале без сигнала. Пусть момент прихода сигнала команды в i-м канале случаен. Ложная команда будет иметь место, если флуктуационное напряжение в течение отрезка времени $\tau_к$, равного длительности команды, хотя бы в одной точке превысит уровень $U_{пор}$. Ложной команды не будет, если отрезок времени $\tau_к$ попадет в интервал между выборами, т. е. флуктуационное напряжение за время $\tau_к$ не будет превышать $U_{пор}$ ни в одной точке. Нетрудно заметить, что картина отсутствия ложных команд аналогична рассмотренной выше картине наличия подавлений команд, когда определялась вероятность того, что флуктуационное напряжение в течение отрезка времени $\tau_к$ окажется всюду ниже $U_{пор}$.

Вероятность образования ложной команды на уровне $a_0 = \frac{U_{\text{пор}}}{U_{\text{ш4}}}$ можно определить, учитывая выражения (115) и (118), как

$$P_{\text{л}} = P_{\text{л}}(\tau_{\text{к}}) = 1 - P_{\text{п}}(\tau_{\text{к}}) =$$

$$= 1 - n(a_0)\left[\bar{\tau}_{\text{и}}(a_0, \tau_{\text{и}} \geqslant \tau_{\text{к}}) - \tau_{\text{к}}\right] P(a_0, \tau_{\text{и}} \geqslant \tau_{\text{к}}) =$$

$$= 1 - 2\,\bar{\tau}_{\text{и}}\, n(a_0)\left[1 - F\left(1{,}25\frac{\tau_{\text{к}}}{\bar{\tau}_{\text{и}}}\right)\right], \qquad (126)$$

где $\tau_{\text{и}}$ — длительность интервала между положительными (относительно нулевого уровня) выбросами флуктуационного напряжения на уровне a_0; $n(a_0)$ — среднее число выбросов напряжения на уровне a_0 в единицу времени; $\bar{\tau}_{\text{и}}(a_0, \tau_{\text{и}} \geqslant \tau_{\text{к}})$ — средняя длительность интервалов на уровне a_0 из всех $\tau_{\text{и}} \geqslant \tau_{\text{к}}$ и $\bar{\tau}_{\text{и}}$ — для всех $\tau_{\text{и}} \geqslant 0$; $P(a_0, \tau_{\text{и}} \geqslant \tau_{\text{к}})$ — вероятность того, что интервалы на уровне a_0 имеют длительность $\tau_{\text{и}} \geqslant \tau_{\text{к}}$.

Выходное напряжение детектора в канале без сигнала (огибающая шума) имеет релеевский закон распределения. В этом случае величины $n(a_0)$ и $\bar{\tau}_{\text{и}}$, определяющие $P_{\text{л}}$, равны [Л.12]:

$$\left.\begin{aligned} n(a_0) &= \sqrt{2\pi}\,\delta f_{\text{э}}\, a_0\, e^{-a_0^2/2}; \\ \bar{\tau}_{\text{и}} &= \frac{P(\xi < a_0)}{n(a_0)} = \frac{1 - e^{-a_0^2/2}}{\sqrt{2\pi}\,\delta f_{\text{э}}\, a_0 e^{-a_0^2/2}}. \end{aligned}\right\} \qquad (127)$$

Получим выражение для малых значений $P_{\text{л}}$ (когда $P_{\text{л}} \ll 1$). При этом $\bar{\tau}_{\text{и}} \gg \tau_{\text{к}}$ и

$$F(x) \approx \frac{1}{2} + \frac{x}{\sqrt{2\pi}} \left(x = 1{,}25\frac{\tau_{\text{к}}}{\bar{\tau}_{\text{и}}}\right).$$

Тогда

$$P_{\text{л}} = 1 - n(a_0)(\bar{\tau}_{\text{и}} - \tau_{\text{к}}). \qquad (128)$$

Учитывая, что средняя длительность выбросов $\bar{\tau}_{\text{в}} = \frac{P(\xi > a_0)}{n(a_0)}$ и средняя длительность интервалов между

ними $\overline{\tau}_и$ связаны соотношением $\overline{\tau}_в + \overline{\tau}_и = 1/n(a_0)$, получаем при малых значениях $P_л$:

$$P_л = n(a_0)(\overline{\tau}_в + \tau_к). \qquad (129)$$

При относительно большом времени передачи команды, когда $\tau_к \gg \overline{\tau}_в$, имеем:

$$P_л = n(a_0)\tau_к = \tau_к \Delta f_з a_0 e^{-a_0^2/2}. \qquad (130)$$

При приеме сигнала в некоторый фиксированный момент времени t (что соответствует $\tau_к = 0$) имеем для любого значения a_0

$$P_л = e^{-a_0^2/2}. \qquad (131)$$

Анализ показывает, что полученные формулы для вероятности подавления команды $P_п$ и вероятности образования ложной команды $P_л$ могут быть использованы и в случае сигналов, имеющих на выходе детектора форму, отличную от прямоугольной. В этом случае следует аппроксимировать этот сигнал трапецией и под длительностью команды $\tau_к$ понимать длительность верхней плоской части трапеции. Следует отметить, что для реальных канальных фильтров (частотная характеристика которых часто приближается к гауссовой кривой) даже при согласовании полосы фильтра с длительностью сигнала команды ($\Delta f_з \approx 1/\tau_к$) форма выходного напряжения фильтра и детектора всегда отлична от треугольной, что имеет место при оптимальном линейном фильтре [Л. 2].

17. ВЛИЯНИЕ СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ

Проведем сравнение по помехоустойчивости четырех структур приемного устройства: I — включен ограничитель *1* и отсутствует ограничитель *2*; II — отсутствует ограничитель *1* и включен ограничитель *2*; III — включены ограничители *1* и *2*; IV — отсутствуют ограничители *1* и *2*.

Из формул для $P_п = \varphi(a) = \varphi\left(a_0 - \frac{E_c}{U_{ш4}}\right)$ и $P_л = \psi(a_0)$

видно, что изменением относительного уровня порогово-

го устройства α можно изменять значение a_0 и этим перераспределять вероятности $P_п$ и $P_л$. Так как системы с разными $P_п$ и $P_л$ трудно сравнивать, необходимо сначала приравнять величины одной из вероятностей, например $P_л$. Наилучшей системой при этом будет та, которая обеспечивает минимальную величину $P_п$. Выбор наилучшей структуры приемного устройства системы

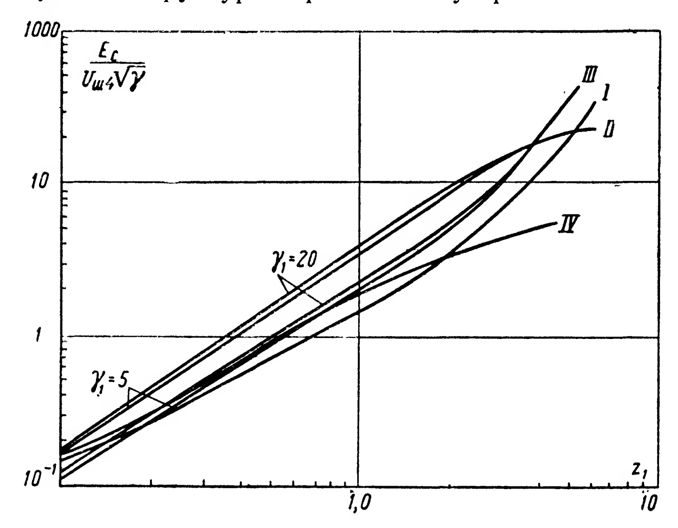


Рис. 26. Отношение сигнал/шум на выходе канального фильтра при различных структурах приемного устройства

$$\gamma = \frac{\Delta f_1}{2\Delta f_3}; \quad \gamma_1 = \frac{\Delta f_1}{2\Delta f_2}.$$

указанным способом проводится по критерию оптимальности Неймана — Пирсона. Как следует из формул для $P_п$ и $P_л$, минимум $P_п$ обеспечивается в той системе, которая имеет максимальное отношение сигнал/шум ($E_с/U_{ш4}$) на выходе канального фильтра Φ_3.

На рис. 26 приведена зависимость отношения сигнал/шум на выходе канального фильтра $\frac{E_c}{U_{ш4}\sqrt{\gamma}}$ от отношения сигнал/шум на входе z_1 для рассматриваемых структур приемного устройства. Как видно из рис. 26, при $z_1 < 3$ структура II дает наилучшее отношение сигнал/шум на выходе и, следовательно, наилучшую помехоустойчивость из всех четырех структур. Соответственно более

худшую помехоустойчивость имеют устройства со структурами III, IV, I.

Анализ показывает, что для систем телеуправления наибольший интерес представляет область относительно слабого сигнала ($z_1<3$), так как в этой области уже обеспечиваются малые значения $P_п$ и $P_л$. Таким образом, для рассматриваемых частотных систем ТУ при флуктуационных помехах наиболее целесообразно применять приемное устройство без ограничителя до дискриминатора и с ограничением после дискриминатора. Следует отметить, что при включении ограничителя *2*, осуществляющего ограничение сигнала поднесущей частоты, появляются перекрестные помехи (гармоники основной частоты и комбинационные частоты), которые могут снизить общую помехоустойчивость системы. Уменьшение перекрестных помех может быть осуществлено путем выбора таких значений поднесущей частоты, при которых основные составляющие перекрестных помех не попадают в полосу пропускания канальных фильтров других каналов.

Необходимо отметить также, что структура IV приемного устройства (при которой отсутствуют ограничители *1* и *2*) требует стабилизации амплитуды несущей частоты на входе приемника или применения системы АРУ. Наряду с выбором структуры устройства важной задачей является правильный выбор его параметров.

В рассматриваемом приемнике имеются три фильтра с полосами пропускания Δf_1, Δf_2, Δf_3. Рассмотрим влияние полосы этих фильтров на помехоустойчивость. Нетрудно показать, что сужение полосы канального фильтра $Ф_3$ всегда повышает помехоустойчивость, однако оно ограничено быстродействием системы. Уменьшение полосы входного фильтра $Ф_1$ до оптимального значения Δf_1 позволяет улучшить помехоустойчивость системы. Значение $\Delta f_{1опт}$, соответствующее максимуму отношения сигнал/шум на выходе канального фильтра, может быть определено из формулы для $Q_{с4}/Q_{ш4}$. Для структуры I оптимальное значение входной полосы можно найти по тем же формулам, что и для канала несущей частоты телеизмерительной системы ЧМ—ЧМ (гл. 3). Промышленные системы ТУ являются более грубыми системами, чем системы ТИ, и оптимальная входная полоса Δf_1 у них относительно мала. В связи с трудностями реали-

зации узкой полосы (в частности, из-за нестабильности несущей частоты) системы ТУ во многих случаях работают при излишне широких полосах пропускания. При работе система ТУ при полосе, превышающей оптимальную ее помехоустойчивость, при флуктуационных помехах с ростом γ ухудшается.

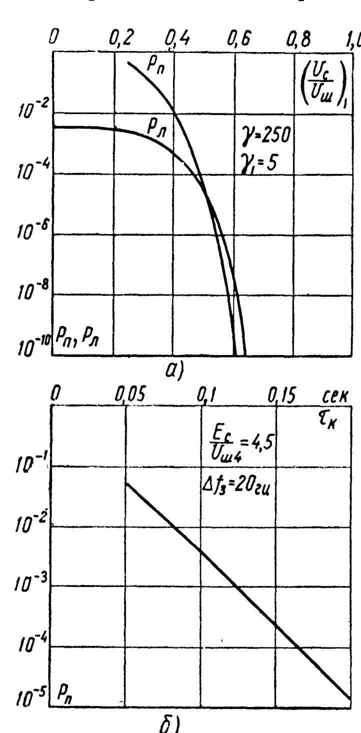


Рис. 27.

а — зависимость $P_п$ и $P_л$ от соотношения сигнал/шум на входе приемника при структуре II; *б* — зависимость $P_л$ от длительности команды ($P_л=10^{-3}$).

Рассмотрим влияние полосы Δf_2 второго фильтра при наличии ограничителя *2* (структура II), т. е. для случая, когда величина этой полосы влияет на помехоустойчивость системы. Можно показать на основании полученных формул, что при постоянном уровне срабатывания порогового устройства ($U_{пор}=\text{const}$) изменением полосы Δf_2 можно перераспределить величины $P_п$ и $P_л$. Увеличением полосы пропускания Δf_2 можно уменьшить величину $P_л$ до очень малых величин как при наличии сигнала несущей частоты, так и без несущей (при выключении передатчика). Можно показать, что уменьшение полосы Δf_2 повышает общую помехоустойчивость системы. Это положение подтверждает рис. 26, из которого видно, что при $\gamma=\text{const}$ увеличение γ_1 (т. е. уменьшение Δf_2) приводит к росту отношения сигнал/шум на выходе фильтра Φ_3. Очевидно, что наименьшая полоса пропускания фильтра Φ_2 равна $\Delta f_{2мин}=N\alpha\Delta f_3$ (N — число каналов, α — коэффициент, определяющий величину защитного интервала между каналами).

Следует отметить также, что введение ограничителя *2* приводит, кроме того, к выравниванию помехоустойчивости всех каналов устройства. В отсутствие ограничителя *2* канал с наивысшей поднесущей обладает наихудшей помехоустойчивостью (при $z_1 > 1$). Расчет показывает, что для высоконадежной работы частотной системы ТУ при флуктуационных помехах ($P_п = P_л < 10^{-5}$) необходимо иметь отношение сигнал/шум на выходе канального фильтра $E_с/U_{ш4} > 8$. Эта величина может быть обеспечена при отношении сигнал/шум на входе приемника $z_1 = (U_{с1}/U_{ш1})^2 < 1$ (если $\gamma = \Delta f_1/2\Delta f_3 > 10$). На рис. 27,*а* приведена зависимость вероятностей $P_п$ и $P_л$ для одночастотного кода от отношения $U_{с1}/U_{ш1}$ для структуры II ($\gamma = 250$, $\gamma_1 = 5$, $\alpha = 0{,}5$). Из рисунка видно, что зависимость $P_п$ от $U_{с1}/U_{ш1}$ имеет более резкий характер, чем для $P_л$. При $\gamma = 250$ высоконадежная работа системы обеспечивается до отношения сигнал/шум на входе равного 0,5.

Известно, что увеличение длительности команды повышает потенциальную помехоустойчивость. В реальных приемниках этот результат реализуется путем сужения полосы выходного фильтра или интегрированием. Эти методы, однако, осуществимы до некоторого предела, определяемого быстродействием системы. В ряде случаев интервал между командами превышает быстродействие системы. Это означает, что длительность команды $\tau_к$ может быть увеличена при сохранении полосы выходного фильтра. При условии $P_л = \text{const}$ вероятность подавления команды в этом случае с ростом $\tau_к$ будет уменьшаться. На рис. 27,*б* приведена зависимость вероятности $P_п$ от длительности команды $\tau_к$ при постоянных величинах $P_л$ и $E_с/U_{ш4}$ ($E_с/U_{ш4} = 4{,}5$; $P_л = 10^{-3}$; $\Delta f_3 = 20$). Обеспечение $P_л = \text{const}$ при $\tau_к = \text{var}$ производится изменением величины α.

Из рис. 27,*б* видно, что увеличение длительности команды повышает помехоустойчивость системы. Передача длинного импульса команды эквивалентна в этом случае повторению команды минимальной длительности, определяемой быстродействием системы. Таким образом, для обеспечения высокой помехоустойчивости системы следует передавать команды по возможности более длинными импульсами, максимально используя время, отведенное на передачу команды.

Исследования, проведенные в этой главе, позволяют сделать следующие общие выводы. В рассмотренной системе ТУ при флуктуационных помехах целесообразно применять приемное устройство с ограничителем на выходе частотного дискриминатора и без ограничителя на входе дискриминатора. Включение фильтра на выходе дискриминатора (перед ограничителем) повышает помехоустойчивость частотной системы, причем чем у́же полоса фильтра, тем помехоустойчивость выше. Частотная система телеуправления при передаче команд одноимпульсным кодом обладает высокой помехоустойчивостью и может обеспечить высоконадежную работу при отношении сигнал/шум на входе приемника меньше единицы (если $\gamma = \Delta f_1 / 2\Delta f_3 > 10$). Изменение полосы пропускания фильтра на входе второго ограничителя позволяет перераспределять вероятность подавления команды $P_п$ и вероятность образования ложной команды $P_л$. Увеличивая полосу пропускания этого фильтра, можно уменьшить величину $P_л$ до очень малых величин как при несущей частоте, так и без несущей.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ ПРИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХАХ

В данной главе рассматривается помехоустойчивость частотной системы телеуправления (рис. 5) при воздействии на нее случайных во времени импульсных помех. При анализе предполагается, что на выходе канального фильтра Φ_3 импульсные помехи накладываются в таком большом количестве, что происходит нормализация выходного напряжения помехи и оно становится близким к флуктуационному напряжению с нормальным законом распределения (приближенно при условии $m > 10\Delta f_3$). Для расчета оконечной части приемного устройства могут быть использованы при этом формулы для вероятности подавления команды $P_п$ и вероятности ложного срабатывания $P_л$, полученные при воздействии флуктуационных помех (гл. 5). Для определения $P_п$ и $P_л$ необходимо знать амплитуду синусоидального сигнала $E_с$ и

эффективное напряжение шума $U_{ш4}$ на выходе канального фильтра Φ_3. Величина $U_{ш4}$ определяется через энергетический спектр импульсных помех $W(\omega)$ на входе фильтра Φ_3.

Анализ показывает, что при сильных импульсных помехах, наиболее опасных для системы ТУ, отсутствие ограничителя *1* приводит к значительному снижению помехоустойчивости системы. Ниже рассмотрены структуры приемного устройства с ограничителем *1*, когда обеспечивается наиболее высокая помехоустойчивость.

18. СИГНАЛ И ШУМ НА ВЫХОДЕ КАНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ

Определим амплитуду синусоидального сигнала E_c и эффективное напряжение шума $U_{ш4}$ на выходе канального фильтра Φ_3 при наличии ограничителя *1* на входе дискриминатора и отсутствии фильтра Φ_2 для трех структур приемного устройства (рис. 5): I — широкополосный дискриминатор без ограничителя *2*; II — узкополосный дискриминатор без ограничителя *2*; III — дискриминатор с ограничителем *2*.

Широкополосный дискриминатор

При слабых импульсных помехах ($k_м<1$) энергетический спектр $W(\omega)$ последовательности случайных импульсных помех на выходе дискриминатора (рис. 6, прямая A) определяется формулой (82).

Для определения энергетического спектра при ТУ в случае сильных импульсных помех ($k_м>1$) можно воспользоваться формулами, полученными в гл. 4 для систем телеизмерения. Для этого в выражение для спектра последовательности помех на выходе дискриминатора (90) надо подставить величину $\lambda=\bar{\lambda}=\frac{1}{\pi}\int\limits_{-\pi/2}^{+\pi/2}\cos x\,dx=\frac{2}{\pi}$.

Это объясняется тем, что при ТУ поднесущая частота изменяется синусоидально и определяется усредненное значение спектра за полупериод поднесущей частоты. Получим, что для систем ТУ при $k_м>1=\text{var}$ и $f_D=\Delta f_1/2$

$$W(\omega)=8m\omega_D\bar{\tau}=20m\sqrt{\ln k_м}. \tag{132}$$

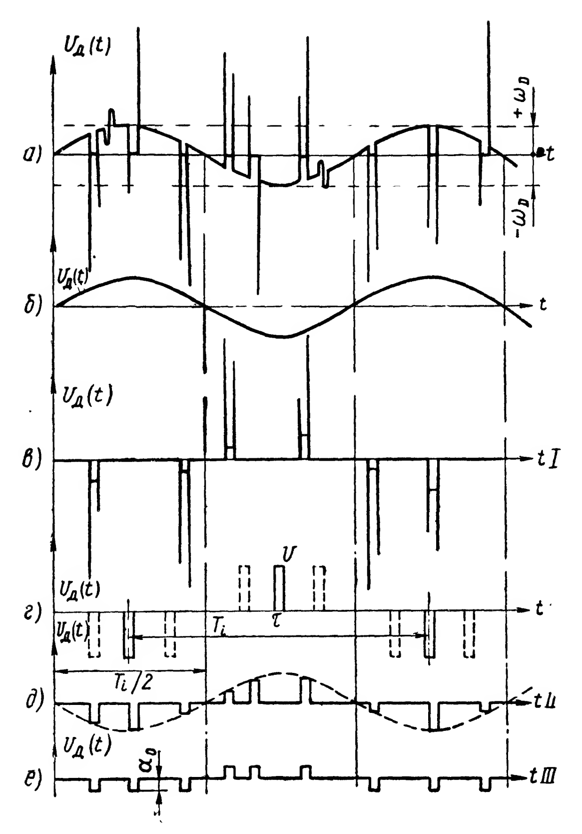


Рис. 28. Вид сигнала и помехи на выходе частотного дискриминатора с различной полосой пропускания при сильных импульсных помехах.

Согласно (132), (57) и (36) эффективное напряжение шума на выходе фильтра Φ_3 (при отсутствии фильтра Φ_2) будет равно:

$$U_{ш4} = 4{,}46 \sqrt{m \Delta f_з} \sqrt{\sqrt{\ln k_м}}\,. \qquad (133)$$

На рис. 28,*а* показан сигнал (напряжение поднесущей) на выходе широкополосного дискриминатора, искаженный импульсными помехами: однополярными (при $k_м \gg 1$) и двуполярными (при $k_м < 1$ и $k_м \gg 1$). Двуполярная помеха суммарная площадь которой равна нулю, не изменяет

среднего значения сигнала, соответствующего данной девиации, т. е. не вызывает подавление сигнала. В противоположность этому однополярная помеха с площадью 2π имеет полярность, всегда противоположную полярности полезного сигнала, что приводит к уменьшению напряжения сигнала, т. е. к его подавлению. Сигнал на выходе дискриминатора (рис. 28,*а*) может быть представлен при этом как сумма неискаженного помехой сигнала (рис. 28,*б*) и последовательности импульсных помех от однополярных помех, полярность которых обратна полярности синусоидального сигнала (рис. 28,*в*). Очевидно, что первая гармоника этой последовательности помех (на частоте сигнала) находится в противофазе с сигналом и вызывает уменьшение его амплитуды.

В общем случае пуассоновского закона распределения числа импульсных помех в заданном отрезке времени расчет амплитуды первой гармоники этих помех $U_{пз}$ весьма сложен. Введем некоторую идеализацию импульсных помех, т. е. предположим, что за каждую половину синусоидального сигнала поднесущей действует одинаковое число помех. Будем также считать, что на выходе дискриминатора импульсные помехи имеют прямоугольную форму с длительностью τ (86) и амплитудой $U=2\pi/\tau=\mathrm{const}$ (рис. 28,*г*).

Среднее значение амплитуды первой гармоники помех $U_{пз}$ можно определить через дискретную часть энергетического спектра последовательности импульсных помех. Определим сначала энергетический спектр первой гармоники помех только от положительных импульсов. Очевидно, что если мы учтем обе полярности, то амплитуда $U_{пз}$ просто удвоится. Для расчета воспользуемся данными работы [Л. 8], в которой показано, что для последовательности импульсов одной полярности с одинаковой амплитудой U и длительностью τ, когда время появления импульса в интервале от $-\alpha T_i$ до $+\alpha T_i$ равновероятно (рис. 28,*г*), дискретная часть энергетического спектра импульсов на частоте $\omega_i=2\pi/T_i=2\pi f_i$ равна:

$$W(\omega)_д=\frac{4\pi^2}{T_i^2}\,|F(\omega)|^2\,\frac{\sin^2\alpha\omega T_i}{\alpha^2\omega^2 T_i^2}\,\delta(\omega-\omega_i), \tag{134}$$

где $\dot{F}(\omega)=\frac{2U}{\omega}\sin\frac{\omega\tau}{2}$ — спектральная плотность одиночного импульса; в нашем случае $\alpha=0{,}25$. Если за время $T_i/2$

действует $m^* = \frac{p_1 m T_i}{2}$ однополярных импульсных помех, то спектр $W(\omega)_д$ (134) будет равен:

$$W(\omega)^*_д = \frac{4\pi^2}{T_i^2} m^* |F(\omega)|^2 \frac{\sin^2 \alpha\omega T_i}{\alpha^2\omega^2 T_i^2} \delta(\omega - \omega_i). \qquad (135)$$

Учитывая, что при $k_м \leqslant 500$ и $\omega_i/\Delta\omega_1 \leqslant 0{,}1$ величина $\sin\frac{\omega_i \tau}{2} \approx \frac{\omega_i \tau}{2}$, получим, что дискретная часть энергетического спектра импульсных помех на частоте ω_i при $f_D = \Delta f_1/2$ будет равна:

$$W(\omega)^*_д = 25{,}7 m f \sqrt{\ln k_м}\, \delta(\omega - \omega_i). \qquad (136)$$

Известно, что для синусоидального колебания с частотой ω_i и амплитудой b энергетический спектр равен:

$$W(\omega) = \pi b^2 \delta(\omega - \omega_i). \qquad (137)$$

При учете импульсных помех обеих полярностей (рис. 28,*в*) среднее значение амплитуды первой гармоники помех на частоте ω_i, находящейся в противофазе с сигналом, будет согласно (136) и (137) равно:

$$U_{п3} = \frac{2\sqrt{W(\omega)^*_д \delta(\omega - \omega_i)}}{\sqrt{\pi}} = 5{,}7 \sqrt{m f_i} \sqrt{\sqrt{\ln k_м}}. \qquad (138)$$

Учитывая, что амплитуда синусоидального сигнала на выходе канального фильтра при отсутствии помех $E_{с.макс} = \omega_D$, получим, что при наличии помех согласно (138) она будет равна (при $k_м = \mathrm{var}$):

$$E_с = E_{с.макс} - U_{п3} = \omega_D \chi_ш, \qquad (139)$$

где

$$\chi_ш = 1 - \frac{0{,}9}{\gamma} \sqrt{\frac{m}{\Delta f_3}} \sqrt{\frac{f_i}{\Delta f_3}} \sqrt{\sqrt{\ln k_м}}; \quad \gamma = \frac{\Delta f_1}{2\Delta f_3}.$$

Отношение сигнала $E_с$ (139) к шуму $U_{ш4}$ (133) на выходе канального фильтра будет при $k_м > 1$ равно:

$$\frac{E_с}{U_{ш4}} = \frac{1{,}4\gamma\chi_ш}{\sqrt{\frac{m}{\Delta f_3}} \sqrt{\sqrt{\ln k_м}}}. \qquad (140)$$

Следует отметить, что при появлении дискретной части спектра помех ее непрерывная часть (132) уменьшается, однако в рассматриваемом случае это изменение невелико и его можно не учитывать.

Для случая $k_м < 1$ импульсные помехи на выходе дискриминатора имеют только двуполярную форму и подавления сигнала помехой не происходит. При этом согласно (57), (82) и (139) имеем (при $k_м = \text{var}$):

$$\frac{E_с}{U_{ш4}} = \frac{2{,}85\gamma^2}{\sqrt{\overline{k_м^2}}\sqrt{\frac{m}{\Delta f_з}\left(\frac{f_i}{\Delta f_з}\right)}}. \qquad (141)$$

Узкополосный дискриминатор

При наличии узкополосного дискриминатора (рис. 6, прямая *Б*), когда на его выходе происходит ограничение импульсных помех на уровне амплитуды сигнала $U_{сиг} = \omega_D$ (рис. 28,*а*), острые, но кратковременные выбросы напряжения помехи на ее краях за счет ограничений и переходных процессов практически устраняются (рис. 28,*д*). При этом все помехи на выходе дискриминатора становятся однополярными с площадью, приближенно равной $\lambda\omega_D\tau$. При замене широкополосного дискриминатора узкополосным площадь однополярной помехи уменьшается с 2π до $\lambda\omega_D\tau$ и соответственно уменьшается интенсивность его спектральной плотности. Двуполярные помехи, превращаясь в однополярные, изменяют свой линейно возрастающий с частотой спектр на равномерный с резким увеличением его спектральной плотности в области низких частот. При узкополосном дискриминаторе все помехи с $k_м \gg 1$ вызывают подавление сигнала, так как их полярность всегда противоположна полярности сигнала.

Энергетический спектр последовательности импульсных помех на выходе узкополосного дискриминатора (рис. 28,*д*) в области низких частот будет равен (при $k_м = \text{const}$):

$$W(\omega) = 2m\overline{|F(\omega)|^2} = 2m\overline{\lambda^2}\omega_D^2\tau^2 = m\omega_D^2\tau^2, \qquad (142)$$

так как

$$F(\omega) = \lambda\omega_D\tau, \text{ а } \overline{\lambda^2} = \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \cos^2 x\, dx = \frac{1}{2}.$$

При случайной амплитуде импульсных помех на выходе фильтра Φ_1, когда $\tau=\bar{\tau}$ (89) и $f_D=\Delta f_1/2$, имеем:

$$W(\omega)=6{,}28m\,\overline{\ln k_м}. \qquad (143)$$

Напряжение шума на выходе канального фильтра при этом равно:

$$U_{ш4}=2{,}5\sqrt{m\Delta f_з}\sqrt{\overline{\ln k_м}}. \qquad (144)$$

Учет подавления сигнала импульсными помехами проводится аналогично случаю широкополосного дискриминатора. Величины m^* и $|F(\omega)|^2$, определяющие спектр $W(\omega)^*_D$, согласно (135) при аналогичных условиях будут равны:

$$m^*=m\frac{T_i}{2},\ |F(\omega)|^2=3{,}14\,\overline{\ln k_м},$$

а величины $U_{п3}$, $E_с$ и $E_с/U_{ш4}$ выражаются в виде (при $k_м=\text{var}$)

$$U_{п3}=3{,}2\sqrt{mf_i}\sqrt{\overline{\ln k_м}}; \qquad (145)$$

$$E_с=\omega_D\chi_у; \qquad (146)$$

$$\frac{E_с}{U_{ш4}}=\frac{2{,}5\gamma\chi_у}{\sqrt{\frac{m}{\Delta f_з}}\sqrt{\overline{\ln k_м}}}, \qquad (147)$$

где

$$\chi_у=1-\frac{0{,}51}{\gamma}\sqrt{\frac{m}{\Delta f_з}}\sqrt{\frac{f_i}{\Delta f_з}}\sqrt{\overline{\ln k_м}}.$$

Следует отметить, что анализ, проведенный для узкополосного дискриминатора, имеющего характеристику, показанную на рис. 6, прямая *Б*, будет справедлив, очевидно, и для характеристики рис. 6, кривая *В*, учитывая кратковременность больших выбросов напряжения импульсной помехи на ее краях.

Дискриминатор с ограничителем 2

При ограничении сигнала на низком уровне $\pm\alpha_0$ импульсные помехи на выходе дискриминатора будут иметь при $k_м\gg1$ постоянную амплитуду, равную α_0, и длительность τ (86) (рис. 28,*е*). Форма характеристики дискриминатора (рис. 6) в этом случае не важна. Так

как в области низких частот $F(\omega) = \alpha_0\tau$, энергетический спектр последовательности импульсных помех на выходе ограничителя, определяемый по формуле (80), будет равен:

$$W(\omega) = \frac{1{,}28 m\alpha_0^2 \overline{\ln k_м}}{\Delta f_1^2}, \tag{148}$$

а напряжение шума на выходе канального фильтра

$$U_{ш4} = 1{,}13\alpha_0 \frac{\sqrt{m\Delta f_з}}{\Delta f_1} \sqrt{\overline{\ln k_м}}. \tag{149}$$

Проводя расчет, аналогичный случаю широкополосного и узкополосного дискриминатора, и учитывая, что $m^* = m\frac{T_i}{2}$, а первая гармоника сигнала на выходе ограничителя 2 при отсутствии помех равна $4\alpha_0/\pi_0$, получим:

$$E_с = \frac{4\alpha_0}{\pi}\chi_0; \tag{150}$$

$$\frac{E_с}{U_{ш4}} = \frac{2{,}26\gamma\chi_0}{\sqrt{\frac{m}{\Delta f_з}}\sqrt{\overline{\ln k_м}}}, \tag{151}$$

где

$$\chi_0 = 1 - \frac{0{,}57}{\gamma}\sqrt{\frac{m}{\Delta f_з}}\sqrt{\frac{f_i}{\Delta f_з}}\sqrt{\overline{\ln k_м}}.$$

19. ВЛИЯНИЕ СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА НА ЕГО ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ

Зная величины $E_с$, $U_{ш4}$ и закон распределения огибающей шумового напряжения на выходе канального фильтра, можно вычислить вероятность подавления команды и вероятность ложного срабатывания. Как показано в гл. 5, для сравнения помехоустойчивости систем ТУ удобно пользоваться промежуточным критерием сигнал/шум на выходе фильтра $\Phi_з(E_с/U_{ш4})$. Лучшей помехоустойчивостью при этом обладает система, имеющая большее отношение сигнал/шум.

Рассмотрим влияние ограничителей на входе (*1*) и выходе (*2*) частотного дискриминатора и полосы дискриминатора на помехоустойчивость частотной системы.

Проведенный выше анализ справедлив при наличии ограничителя *1*, когда амплитуда напряжения на входе дискриминатора (27) постоянна (A=const) и его выходное напряжение $U_{д.п}$ пропорционально только изменению частоты $\Delta\omega_р(t)$ [см. формулу (79)]. При отсутствии ограничителя *1*, когда $U_{д.п}=A\Delta\omega_р(t)$, уровень помех на выходе дискриминатора возрастает за счет дополнительной амплитудной модуляции, что при сильных импульсных помехах ($k_м \gg 1$) приводит к резкому ухудшению помехоустойчивости частотной системы. Теоретические и экспериментальные исследования показывают, что при $k_м \gg 1$ исключение ограничителя *1* сильно снижает помехоустойчивость системы.

На основании сказанного проведем сравнение по помехоустойчивости трех рассмотренных выше структур (I, II, III) приемного устройства.

На рис. 29,*а* приведена зависимость отношения сигнал/шум на выходе канального фильтра $Ф_3 \left(\frac{E_с}{U_{ш4}} \frac{\sqrt{\frac{m}{\Delta f_3}}}{2\gamma}\right)$ от отношения помеха/сигнал ($k_м$) на выходе первого фильтра $Ф_1$ $\left(\frac{f_i}{\Delta f_1}=0{,}1,\ \frac{m}{\Delta f_1}=0{,}1 \text{ и } \frac{m}{\Delta f_1}=0{,}6\right)$.

Пунктирными линиями показан характер изменения отношения сигнал/шум для структур II и III в области слабых и средних помех. Ограничение двуполярных импульсных помех, имеющее место при этих структурах, приводит к возрастанию их спектральной плотности и снижению отношения сигнал/шум. Из рис. 29,*а* видно, что наибольшее отношение сигнал/шум на выходе канального фильтра и, следовательно, наилучшую помехоустойчивость из трех структур обеспечивает при слабых импульсных помехах ($k_м<1$) структура I, а при сильных ($k_м>1$) структура II. Несколько худшую помехоустойчивость по сравнению со структурой II имеет при сильных помехах структура III (проигрыш по отношению сигнал/шум составляет порядка 20%). Таким образом, для системы ТУ, которые могут работать с высокой надежностью при сильных импульсных помехах, целесообразно применять приемное устройство с узкополосным дискриминатором и ограничителем на его входе. Включение ограничителя на выходе дискриминатора немного ухудшает помехоустойчивость. Данный вывод, как вид-

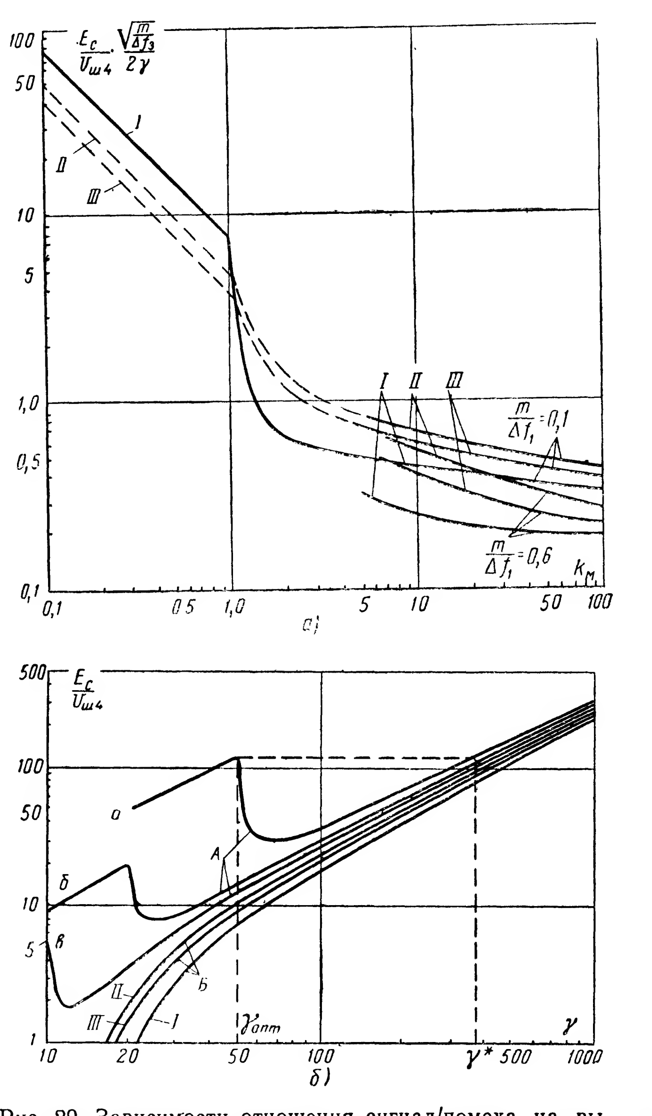


Рис. 29. Зависимости отношения сигнал/помеха на выходе канального фильтра.

а — от отношения помеха/сигнал на выходе первого фильтра; *б* — от коэффициента широкополосности для различных структур приемного устройства.

но из рис. 29,*а*, не зависит от числа импульсных помех m.

Рассмотрим влияние на помехоустойчивость полос пропускания трех фильтров приемного устройства Δf_1, Δf_2, Δf_3.

На рис. 29,*б* приведены зависимости отношения сигнал/шум на выходе фильтра $\Phi_3 \left(\frac{E_c}{U_{ш4}}\right)$ от величины коэффициента широкополосности $\gamma = (\Delta f_1/2\Delta f_3)$. Кривые *А* построены для структуры I при трех средних уровнях импульсных помех: кривая *а* соответствует наименьшему уровню помех, а кривая *b* — наименьшему. Максимум кривых соответствует условию $k_м = 1$, что имеет место при $\gamma = 50$ (кривая *а*), $\gamma = 20$ (кривая *б*) и $\gamma = 10$ (кривая *в*). Кривые *Б* построены для структур I, II, III при высокмо уровне импульсных помех (значение $k_м = 50$ при величине $\gamma = 25$). Расчет проведен при $\Delta f_3 = 20$ *гц*, $m/\Delta f_3 = 15$ и $f_i/\Delta f_3 = 15$.

Из кривых *А* рис. 29,*б* видно, что для широполосного дискриминатора (структура I) отношение сигнал/шум на выходе канального фильтра с ростом γ сначала возрастает согласно формуле (141), а затем резко уменьшается (при величине γ, соответствующей $k_м \approx 1$) и в дальнейшем начинает снова возрастать. Отношение сигнал/шум имеет некоторый частный оптимум, достигаемый при оптимальной величине $\gamma_{опт}$, соответствующей $k_м \approx 1$. Видно, что величина отношения сигнал/шум при оптимальной полосе $\gamma_{опт}$ падает с увеличением уровня помех.

Из рис. 29,*б* следует, что отношение $E_c/U_{ш4}$, соответствующее $\gamma_{опт}$, может быть превзойдено увеличением γ. Очевидно, что работать при $\gamma > \gamma_{опт}$ целесообразно в том случае, если при $\gamma = \gamma_{опт}$ не обеспечивается необходимое отношение сигнал/шум на выходе фильтра Φ_3.

Ход кривых *Б* (рис. 29), построенных для сильных импульсных помех, свидетельствует о том, что при $\gamma > \gamma_{опт}$ помехоустойчивость возрастает с расширением полосы для всех трех структур приемного устройства. Такой результат, полученный теоретическим путем, можно физически объяснить тем, что при увеличении полосы входного фильтра скорость возрастания амплитуды сигнала на выходе канального фильтра E_c опережает рост напряжения шума $U_{ш4}$. Так, для широкополосного дискриминатора (структура I) и узкополосного дискри-

миңатора (структура II) амплитуда сигнала E_c при $\chi \approx 1$ линейно возрастает с увеличением полосы Δf_1.

Напряжение шума $U_{ш4}$ в этом случае пропорционально или квадратному корню из вероятности появления однополярных импульсных помех $[U_{ш4} \equiv \sqrt{p_1} \equiv \sqrt{\sqrt{\ln q\Delta f_1}}$ ($k_м = q\Delta f_1$) для структуры I], или площади импульсной помехи на выходе дискриминатора $[U_{ш4} \equiv \Delta f_1 \tau \equiv \sqrt{\ln q\Delta f_1}$ для структуры II], т. е. пропорционально величинам, возрастающим с увеличением полосы Δf_1 в меньшей степени, чем амплитуда сигнала E_c. При наличии ограничителя *2* (структура III) амплитуда сигнала E_c с ростом полосы Δf_1 не меняется ($E_c = \text{const}$), а напряжение шума $U_{ш4}$, пропорциональное площади импульсной помехи, уменьшается ($U_{ш4} \equiv \tau \equiv \sqrt{\ln q\Delta f_1}/\Delta f_1$). Зависимость $E_c/U_{ш4}$ от Δf_1 имеет при этом тот же характер, что и для структуры I и II.

Таким образом, при сильных импульсных помехах, когда отношение сигнал/шум на выходе фильтра Φ_3 при $\gamma = \gamma_{опт}$ мало, для повышения помехоустойчивости системы целесообразно не уменьшать, а увеличивать полосу входного фильтра.

В гл. 5 показано, что высоконадежная работа частотной системы ТУ имеет место при отношении сигнал/шум на выходе канального фильтра $\frac{E_c}{U_{ш4}} > 8$. Формулы (140), (147), (151) позволяют определить для заданной структуры и параметров приемного устройства максимальный уровень импульсных помех ($k^*_м$), до которого справедливо это отношение. Расчет показывает, например, что при наличии ограничителей на входе и выходе дискриминатора и соотношениях $m/\Delta f_1 \leqslant 0{,}3$; $f_i/\Delta f_1 \leqslant 0{,}1$; $m/\Delta f_3 \geqslant 10$ и $\gamma = \Delta f_1/2\Delta f_3 \geqslant 50$ оно будет выполняться до величины $k^*_м = 100$. На основании полученных данных видно, что частотная система телеуправления обладает при импульсных помехах высокой помехоустойчивостью.

Рассмотрим влияние полосы Δf_2 второго фильтра Φ_2. Будем считать, что несущая частота на выходе дискриминатора во всех случаях в достаточной степени подавлена. Очевидно, что влияние фильтра Δf_2 на помехоустойчивость системы следует рассматривать только при наличии ограничителя *2*, так как без него включение этого фильтра не приводит к каким-либо изменениям.

Из физических соображений очевидно, что при включении фильтра с ограниченной полосой ($\Delta f_2 < \Delta f_1/2$) длительность импульсных помех на выходе фильтра (на входе ограничителя *2*) увеличивается, отношение $E_c/U_{ш4}$ уменьшается, и помехоустойчивость системы ухудшается. Таким образом, и при наличии ограничителя *2* включение фильтра Φ_2 также следует считать нецелесообразным. Сужение полосы пропускания Δf_3 канального фильтра Φ_3 как в случае флуктуационных, так и импульсных помех повышает помехоустойчивость, однако оно ограничено быстродействием системы.

20. О ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ КОДОВ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ И ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ПОДНЕСУЩИХ

Для увеличения числа передаваемых команд при ограниченном числе поднесущих частот используются коды, в которых частоты передаются или последовательно (когда элементы кода сдвинуты один относительно другого во времени) или параллельно (одновременно). Рассмотренная методика анализа позволяет определить помехоустойчивость кодов с любым способом комбинирования поднесущих и частотной модуляцией несущей. Для расчета помехоустойчивости кода необходимо знать вероятность подавления и вероятность образования ложного элемента кода ($P_{п1}$, $P_{л1}$) (см. гл. 1). Эти вероятности могут быть однозначно определены, если известно отношение сигнал/шум $E_c/U_{ш4}$ на выходе фильтров Φ_3. Для кодов, использующих последовательную передачу поднесущих, формулы для определения амплитуды сигнала (139) (146) и (150) остаются справедливыми. Если в коде используется параллельная передача l поднесущих, то при малом подавлении сигнала помехой ($\chi \approx 1$) для определения амплитуды сигнала E_c по формулам (139) и (146) необходимо величину максимальной девиации ω_D уменьшить в l раз (приближенно при $l \leqslant 5$ [Л. 9]. Следует отметить, что параллельная передача поднесущих может быть осуществлена, очевидно, только при отсутствии ограничителя на выходе дискриминатора. Формулы для напряжения шума $U_{ш4}$ на выходе фильтров Φ_3 остаются справедливыми для любого кода, если полосы этих фильтров определяются в соответствии с выбранным кодом. Очевидно,

что увеличение числа последовательно передаваемых импульсов в коде при том же быстродействии T_0 вызывает необходимость расширения полос фильтров $\Phi_з$, что увеличивает напряжение шума $U_{ш4}$.

Сравним в качестве примера помехоустойчивость двухчастотного последовательного и параллельного кодов с помехоустойчивостью рассмотренного выше одночастотного кода при заданном быстродействии T_0 и максимальной девиации несущей ω_D. Определим для этого отношение сигнал/шум $\frac{E_с}{U_{ш4}}$ на выходе фильтров $\Phi_з$.

Пусть для одночастотного кода амплитуда сигнала $E_с = E_{с0}$, а полоса выходного фильтра $\Delta f_з = \Delta f_{з0}$. При малом подавлении сигнала шумом ($\chi \approx 1$) согласно (140) и (147)

$$\frac{E_с}{U_{ш4}} = \mu \frac{E_{с0}}{\sqrt{\Delta f_{з0}}}, \tag{152}$$

где μ — коэффициент, зависящий от структуры и параметров приемного устройства и частоты следования импульсных помех, $E_{с0} = \omega_D$. В последовательном двухчастотном коде при том же быстродействии T_0 имеем $E_с = E^*_с = E_{с0}$, $\Delta f_з = \Delta f_з^* = 2\Delta f_{з0}$ и

$$\left(\frac{E_с}{U_{ш4}}\right)^* = \mu \frac{E_{с0}}{\sqrt{2}\sqrt{\Delta f_{з0}}}. \tag{153}$$

В параллельном двухчастотном коде $E_с = E^{**}_с = \frac{E_{с0}}{2}$, $\Delta f_з = \Delta f^{**}_з = \Delta f_{з0}$ и

$$\left(\frac{E_с}{U_{ш4}}\right)^{**} = \mu \frac{E_{с0}}{2\sqrt{\Delta f_{з0}}}. \tag{154}$$

Из полученных формул для отношения сигнал/шум видно, что оба двухчастотных кода уступают по помехоустойчивости одночастотному коду, причем код с последовательной передачей имеет лучшую помехоустойчивость, чем код с параллельной передачей (в $\sqrt{2}$ раз).

Следует отметить, что с увеличением допустимых искажений полезного сигнала при параллельной передаче l поднесущих можно увеличить амплитуду поднесущих частот. Если принять девиацию частоты от каждой поднесущей не в l, а в $\sqrt{l}$ раз меньше, чем при передаче одной поднесущей ($l = 1$), то помехоустойчивость кода

с параллельной передачей поднесущих будет приближаться к помехоустойчивости кода с последовательной передачей.

21. ОПТИМАЛЬНАЯ ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ ПО КРИТЕРИЮ СУММАРНОЙ ОШИБКИ ПРИ ОДНОВРЕМЕННОМ ДЕЙСТВИИ ИМПУЛЬСНЫХ И ФЛУКТУАЦИОННЫХ ПОМЕХ

Как было показано выше, в случае импульсных помех для повышения помехоустойчивости системы при $\gamma > \gamma_{опт}$ надо увеличивать полосу входного фильтра (и соответственно девиацию частоты) (рис. 29). В случае флуктуационных помех при $\gamma > \gamma_{опт}$ увеличение полосы снижает помехоустойчивость.

Очевидно, что при воздействии на приемник обоих видов помех одновременно должна существовать оптимальная полоса пропускания $(\Delta f_{1опт})_{\Sigma}$, соответствующая максимуму отношения сигнал/шум на выходе канального фильтра, который может быть определен как

$$\left(\frac{E_с}{U_{ш4}}\right)_{\Sigma макс} = \frac{E^*_{с.и} E^*_{с.ф}}{\sqrt{(U^2_{ш4})^*_{и} + (U^2_{ш4})^*_{ф}}}; \qquad (155)$$

здесь $E^*_{с.и}$, $(U_{ш4})^*_{и}$ и $E^*_{с.ф}$, $(U_{ш4})^*_{ф}$ — приведенные к (ω_D) и нормированные величины амплитуды сигнала и эффективного значения шума соответственно для импульсных и флуктуационных помех. Величина оптимального значения полосы $(\Delta f_{1опт})_{\Sigma}$ будет зависеть от структуры и параметров приемного устройства и от соотношения уровней флуктуационных и импульсных помех на входе приемника.

Определим величину оптимальной полосы для приемного устройства, содержащего ограничитель *1* и широкополосный дискриминатор без ограничителя *2* (структура I). Согласно формулам (36), (55) и (57) при $z_1 = \left(\frac{U_с}{U_ш}\right)^2_1 = \frac{\rho^2}{2\gamma} \leqslant 3$ и $f_D = \frac{\Delta f_1}{2}$

$$\left.\begin{aligned} E^*_{с.ф} &= \left(\frac{E_с}{\omega_D}\right)_{ф} = 1 - e^{-\rho^2/2\gamma}; \\ (U_{ш4})^*_{ф} &= \left(\frac{U_{ш4}}{\omega_D}\right)_{ф} = \frac{0,77}{\sqrt{\gamma}} e^{-0,54\rho^2/2\gamma}, \end{aligned}\right\} \qquad (156)$$

где $\rho = \frac{U_{c1}}{\sigma_1 \sqrt{\Delta f_з}} = \left(\frac{U_{c1}}{U_{ш1}}\right)_{\Delta f_з}$ — удельное отношение сигнал/шум (в полосе $\Delta f_з$), а σ_1 — удельное напряжение флуктуационной помехи ($в/\sqrt{гц}$), $\gamma = \frac{\Delta f_1}{2\Delta f_з}$. Величины $E^*_{с.и} = \left(\frac{E_c}{\omega_D}\right)_и = \chi_ш$ и $(U_{ш4})^* = \left(\frac{U_{ш4}}{\omega_D}\right)_и$ определяются по формулам (133) и (139).

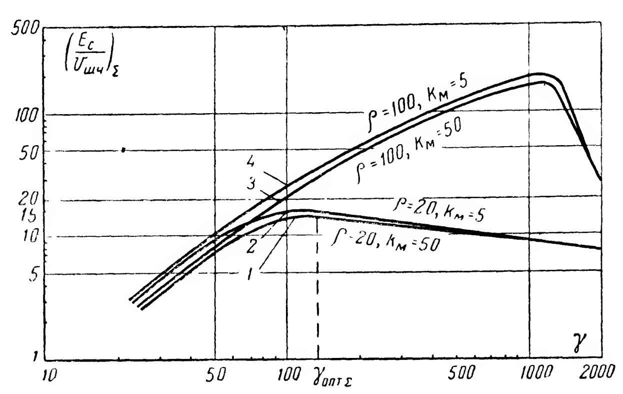


Рис. 30. Отношение сигнал/шум на выходе канального фильтра при совместном действии импульсных и флуктуационных помех различного уровня.

На рис. 30 приведена зависимость $\left(\frac{E_c}{U_{ш4}}\right)_{\Sigma макс} = \varphi(\gamma)$ при различных уровнях импульсных и флуктуационных помех: 1) $\rho = 20$, $k_м = 50$; 2) $\rho = 20$, $k_м = 5$; 3) $\rho = 100$, $k_м = 50$; 4) $\rho = 100$, $k_м = 5$. Кривые построены при условии: $\Delta f_з = 20$ *гц*, $m/\Delta f_з = 15$, $f_i/\Delta f_з = 15$ и $k_м$ при $\gamma = 25$.

Из рис. 30 видно, что при $k_м > 1$ величина $\gamma_{опт\Sigma} = \frac{(\Delta f_{1опт})_\Sigma}{2\Delta f_з}$ мало зависит от значения $k_м$ и при заданных значениях $\Delta f_з$, $m/\Delta f_з$ и $f_i/\Delta f_з$ определяется в основном величиной ρ, причем с уменьшением ρ величина $\gamma_{опт\Sigma}$ также уменьшается. Это следует и из рис. 29, где видно, что при $k_м \gg 1$ кривые мало отличаются друг от друга.

Расчет показывает, что в области $\gamma < \gamma_{опт\Sigma}$ суммарное отношение сигнал/шум в основном определяется дей-

ствием импульсных помех, т. е. $\left(\frac{E_c}{U_{ш4}}\right)_\Sigma \approx \left(\frac{E^*_c}{U^*_{ш4}}\right)_и$ (так как $E^*_{с.ф} \approx 1$, а $(U_{ш4})^*_ф \ll (U_{ш4})_и{}^*$), а в области $\gamma > \gamma_{опт\Sigma}$ — действием флуктуационных помех.

Таким образом, значение $\gamma_{опт\Sigma}$ будет приближенно соответствовать условию равенства $\left(\frac{E^*_c}{U^*_{ш4}}\right)_ф$ и $\left(\frac{E^*_c}{U^*_{ш4}}\right)_и \approx \approx \frac{E_c}{U_{ш4}}$. При этом $\gamma_{опт\Sigma} = \psi\left(\rho, \frac{m}{\Delta f_з}, k_м\right)$. Учитывая, что при $\gamma = \gamma_{опт\Sigma}$ величина $1 - e^{-\rho^2/2\gamma} \approx \chi_ш$, и полагая $\sqrt{\sqrt{\ln k_м}} \approx 1{,}4$ (при изменении $k_м$ от 10 до 1 000), получаем приближенное уравнение для определения $\gamma_{опт\,\Sigma}$ в виде

$$\gamma_{опт\Sigma}\left(\ln \gamma_{опт\Sigma} - \ln \frac{m}{\Delta f_з} - 0{,}52\right) = 0{,}54\rho^2. \qquad (157)$$

В заключение этой главы рассмотрим коротко влияние импульсных помех на частотный приемник при отсутствии полезного сигнала. Так, в системах спорадической передачи информации (или при неисправности передатчика) на входе приемного устройства может отсутствовать несущая частота. В этих условиях часто необходимо обеспечить малую вероятность образования ложных команд. Это требование может быть выполнено, если частотная характеристика входного фильтра строго симметрична, а частотный дискриминатор точно настроен на среднюю частоту этого фильтра. В этих условиях, соответствующих случаю настроенного приемника, выходное напряжение дискриминатора будет равно нулю, так как частота колебаний, создаваемых импульсной помехой на выходе первого фильтра, равна средней частоте этого фильтра и нулевой частоте дискриминатора. Если частотная характеристика входного фильтра асимметрична или расстроен частотный дискриминатор, выходное напряжение дискриминатора не будет равно нулю и, следовательно, при действии импульсных помех возможно появление ложных команд. Таким образом, при отсутствии симметрии система с пассивной паузой будет значительно уступать в помехоустойчивости системе с активной паузой.

Рассмотрение помехоустойчивости системы ТУ при импульсных помехах, проведенное в этой главе, пока-

зывает, что при импульсных помехах целесообразно применять приемное устройство с узкополосным дискриминатором и с ограничителем на входе дискриминатора. Включение ограничителя на выходе дискриминатора несколько ухудшает помехоустойчивость (проигрыш в отношении сигнал/шум на выходе канального фильтра составляет по напряжению 20%). При достаточно большом коэффициенте широкополосности высокая помехоустойчивость частотной системы при частых импульсных помехах может быть обеспечена при помехе, в десятки раз превышающей уровень сигнала, причем чем шире полоса входного фильтра, тем выше помехоустойчивость. Установлено, что двухчастотные коды уступают по помехоустойчивости одночастотному коду, причем код с последовательной передачей поднесущих обычно имеет лучшую помехоустойчивость, чем код с параллельной передачей, как при флуктуационных, так и при импульсных помехах. При одновременном воздействии на систему ТУ как импульсных, так и флуктуационных помех также существует оптимальная девиация частоты и соответствующая ей оптимальная полоса пропускания приемника, при которой обеспечивается максимальная помехоустойчивость системы.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

22. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ТЕЛЕИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

Схема экспериментального исследования помехоустойчивости системы телеизмерения (ТИС) с измерителем ошибки приведена на рис. 31. Соединения для исследования помехоустойчивости в динамическом режиме обозначены *Др*.

Для практического измерения среднеквадратичной ошибки необходим прибор, вычисляющий интеграл от квадрата разности отклонений принимаемого сигнала от его среднего значения. Выходной прибор ТИС должен быть заменен в этом случае эквивалентным ему по частотным характеристикам электрическим фильтром ниж-

них частот $0 \div F_m$. Для измерения средней ошибки в системе может быть использовано интегрирование ошибки измерения за достаточно большое время.

Экспериментальное исследование ТИС проводилось на макете приемного устройства системы, блок-схема которого приведена на рис. 4,*а*. На рис. 32,*а* приведена зависимость среднеквадратичной ошибки (в процентах) на выходе частотного приемника при флуктуационных помехах от полосы пропускания входного фильтра (де-

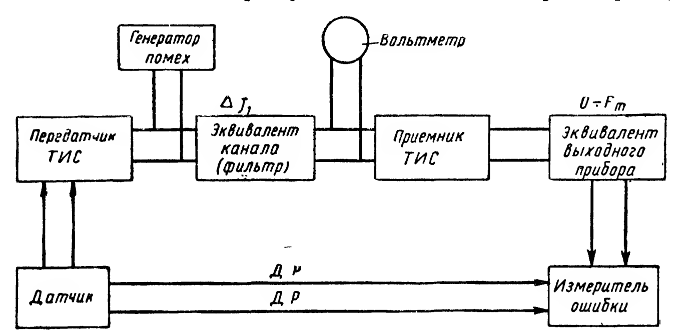


Рис. 31. Блок-схема экспериментальной установки для измерения помехоустойчивости системы телеизмерения.

виации частоты), полученная экспериментальным (*1*) и расчетным (*2*) путем.

Кривые получены при условии высокой стабильности частоты $\left(n = \frac{\Delta f_{\text{н}}}{F_m} \ll 1\right)$ и $\rho = 18$, $F_m = 4$ *гц*, $f_D = \frac{\Delta f_1}{2}$.

На рис. 32,*б* (кривая *1*) приведена зависимость суммарной ошибки $\delta_\Sigma^2 = \delta^2_{\text{ср.кв}} + \delta^2_{\text{ср}}$ от отношения помеха/сигнал на входе $\left(\delta_\Sigma = \varphi(k_{\text{м}})\right)$, снятая экспериментальным путем для случая широкополосного дискриминатора и кратковременной импульсной помехи ($f_0 = 1$ *кгц*, $m = 100$, $\Delta f_1 = 150$ *гц*, $F_m = 3$ *гц*, $\lambda = 1{,}0$).

На рис. 32,*в* (кривая *1*) дана зависимость $\delta_\Sigma = \varphi(\Delta f_1)$, полученная экспериментально при $f_0 = 1$ *кгц*, $m = 100$, $F_m = 3$ *гц* и $\lambda = 0{,}2$. Уровень импульсных помех на входе соответствует величине $k_{\text{м}} = 1$ при $\Delta f_1 = 80$ *кгц*. Из кривых рис. 32,*а* — *в* видно, что теоретические результаты анализа достаточно хорошо подтверждаются экспериментально.

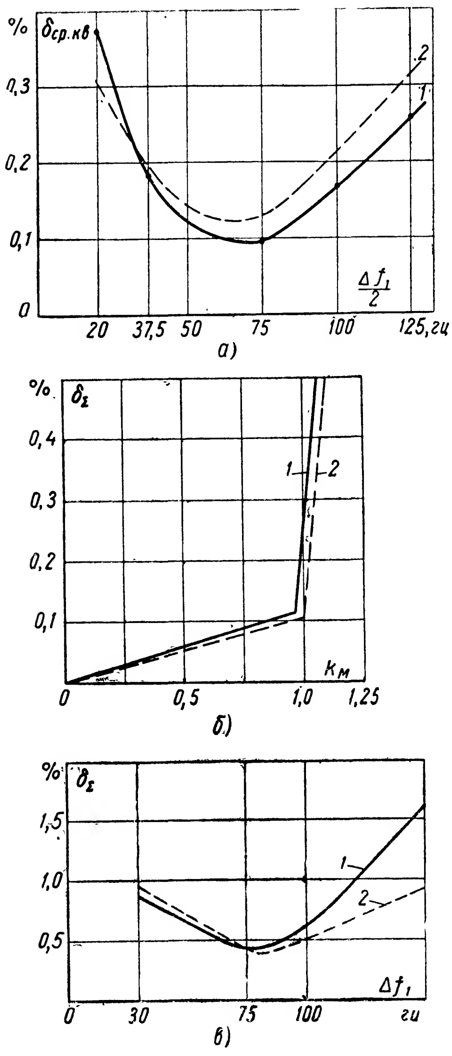


Рис. 32. Зависимость ошибки от полосы пропускания входного фильтра при флуктуационных помехах (*а*); от уровня помех (*б*) и полосы пропускания входного фильтра при импульсных помехах (*в*).

1 — экспериментальная; *2* — теоретическая.

23. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ТЕЛЕУПРАВЛЕНИЯ

Для нахождения вероятности подавления команды $P_п$ определяется среднее число подавленных помехой команд $n_п$ из общего числа переданных команд n_1:

$$P_п = \frac{n_п}{n_1} = \frac{n_1 - n_2}{n_1}, \tag{158}$$

где n_2 — число принятых команд (из n_1 переданных). Практически бывает достаточно, чтобы $n_п$ было больше 5—10. Схема для определения вероятности подавления команды и образования ложных команд приведена на рис. 33.

Для получения правильных результатов при определении $P_п$ необходимо, чтобы приемник был открыт только на время передачи команды, чтобы устранить образование ложных команд из шумов (при отсутствии сигнала команды). Запирание приемника можно осуществить с помощью синхронизирующего устройства, на вход которого поступают сигналы, синхронные с передачей команды.

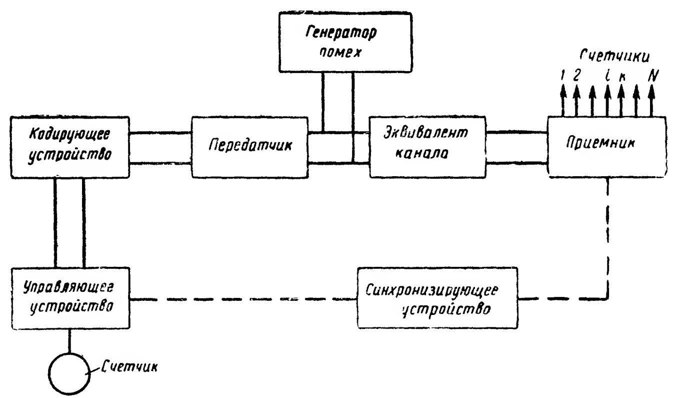


Рис. 33. Блок-схема экспериментальной установки для измерения вероятности подавления и образования ложных команд в системе телеуправления.

Для определения среднего числа ложных команд в единицу времени $n_л$ на выходе i-го канала на вход приемника (рис. 33) в течение длительного времени подается либо сигнал команды, например k-го канала,

либо одна помеха. В первом случае определяется число ложных команд, образующихся при передаче сигнала, во втором случае — из одних помех.

С помощью схемы рис. 33 может быть определена и вероятность перехода k-й команды в i-ю.

Экспериментальные исследования помехоустойчивости частотной системы ТУ при флуктуационных и импульсных помехах проводились на системе, блок-схема приемного устройства которой приведена на рис. 5. На рис. 34 приведены зависимости вероятности подавления команды $P_{п}$ и вероятности образования ложной команды $P_{л}$ за время $\tau_{к}$ при флуктуационных помехах от отношения сигнал/шум на выходе первого фильтра $(U_{c}/U_{ш})_{1}$

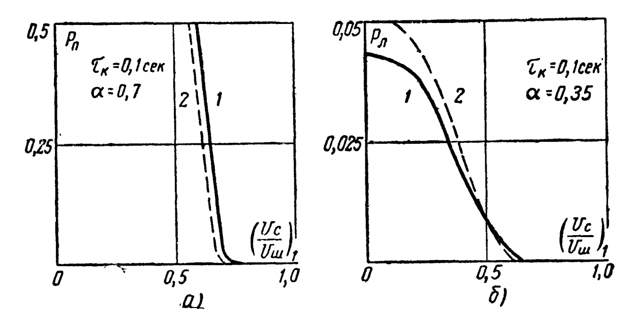


Рис. 34. Зависимости $P_{п}$ и $P_{л}$ при флуктуационных помехах от отношения сигнал/шум на входе приемника.
1 — экспериментальные; *2* — теоретические.

для приемного устройства без ограничителя *1*, но с ограничителем *2*, $\Delta f_1 = 20$ *кгц*, $\Delta f_2 = 1$ *кгц*, $\Delta f_3 = 20$ *гц*. Кривая для $P_{л}$ от $(U_{c}/U_{ш})_{1}$ снята при $\alpha = 0{,}35$, так как при $\alpha = 0{,}7$ величина $P_{л} \approx 0$ при любом уровне шума на входе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Котельников В. А., Теория потенциальной помехоустойчивости, Госэнергоиздат, 1956.

2. Гуткин Л. С., Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах, Госэнергоиздат, 1961.

3. Финк Л. М., Теория передачи дискретных сообщений, Изд-во «Советское радио», 1963.

4. Васильев Р. Р., Шастова Г. А., Передача телемеханической информации, Госэнергоиздат, 1960.

5. Ильин В. А., Телеконтроль и телеуправление рассредоточенными объектами, Госэнергоиздат, 1963.
6. Ильин В. А., Лёвин А. А., Системы промышленной телемеханики, справочник т. 1, ГОСИНТИ, 1964.
7. Купершмидт Я. А., Малов В. С., Пшеничников А. М., Современные телеизмерительные системы, Госэнергоиздат, 1961.
8. Левин Б. Р., Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике, Изд-во «Советское радио», 1957.
9. Никольс М. Х., Раух Л. Л., Радиотелеметрия, Изд-во иностранной литературы, 1957.
10. Гоноровский И. С., Радиосигналы и переходные явления в радиоцепях, Связьиздат, 1954.
11. Евтянов С. И., Переходные процессы в приемно-усилительных схемах, Связьиздат, 1948.
12. Бунимович В. И. Флуктуационные процессы в радиоприемных устройствах, Изд-во «Советское радио», 1951.
13. Рассадин Б. И., Нелинейные искажения в многоканальном однополосном передатчике. Канд. диссертация, М., 1955.
14. Стратанович Р. Л., Избранные вопросы теории флуктуаций в радиотехнике, Изд-во «Советское радио», 1961.
15. Тихонов В. И., Экспериментальное исследование закона распределения выбросов флуктуаций по длительности, «Радиотехника», № 8, 1956.
16. Каширин В. А., Шастова Г. А., Помехоустойчивость передачи сигналов телеизмерения по каналу с флуктуационными помехами. «Автоматика и телемеханика», № 8, 1958.
17. Фомин А. Ф., Потенциальная и реальная помехоустойчивость многоканальных радиотелеметрических систем с частотным разделением каналов при слабых флуктуационных помехах, «Автоматика и телемеханика», № 11, 1961.
18. Чугин Ю. И., Помехоустойчивость частотной телеизмерительной системы при слабых импульсных помехах, «Автоматика и телемеханика», № 1, 1960.
19. Чугин Ю. И., Помехоустойчивость частотной системы телеуправления при флуктуационных помехах, «Автоматика и телемеханика», № 5, 1961.
20. Чугин Ю. И., Оптимальные параметры многоканальной телеизмерительной системы ЧМ—ЧМ при флуктуационных помехах, «Автоматика и телемеханика», № 5, 1962.
21. Rice S. O., Statistical properties of sine-wave plus random noise, Bell System Techn. J., vol. 27, № 1, 1948.
22. Middleton D., The spectrum of frequency-modulated waves after reception in random noise-I. Q. Appl. Math., vol. 7, № 2, 1949.
23. Davenport W. B., Signal-to-noise ratios in band-pass limiters, J. Appl. Phys., vol. 24, № 6, 1953.
24. Stumpers F., Theory of frequency modulation noise, Proc. of th IRE, vol. 36, № 9, 1949.
25. Blachman N. M., The demodulation of a frequency-modulated carrier and random noise by a discriminator, J. Appl. Phys., vol. 20, № 10, 1949.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 30 коп.